

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

ŘÍZENÍ POHYBU KŘIDÉLKA NA KŘÍDLE

MOTION CONTROL OF AN AILERON

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Michal Kotrlý

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Libor Veselý, Ph.D.

BRNO 2020

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Automatizační a měřicí technika**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Michal Kotrlý

ID: 200547

Ročník: 3

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Řízení pohybu křídélka na křídle

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte mechanické uspořádání přípravku simulující chování křídélka na křídle.
2. Navrhněte polohovou regulaci křídélka.
3. Implementujte navrženou polohovou regulaci na PLC B&R.
4. Navrhněte algoritmus, který bude snižovat mechanické namáhání křídélka.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Astrom, K. J., Wittenmark, B.: Computer-Controlled Systems: Theory and Design, Prentice Hall, 1996. 555s. ISBN 978-0133148992

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 8.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Libor Veselý, Ph.D.

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Cílem této bakalářské práce je navrhnout, sestavit a otestovat elektromechanický model křídélka, polohovaný dvěma aktuátory, který by ověřil funkčnost použitých řídicích algoritmů. Zejména těch, které snižují protichůdné síly mezi aktuátory a redukuje mechanické namáhání plochy křídélka, což ovlivňuje životnost plochy. Algoritmy jsou implementovány na PLC, které napájí aktuátory/snímače a řídí pohyb a polohu křídélka.

KLÍČOVÁ SLOVA

Křídélko, Force fight, Řízení polohy, Číslicové řízení

ABSTRACT

This bachelor's thesis aims to design, assemble and test an electromechanical model of an aileron with a dual actuator configuration that would verify used control algorithms. Mainly those that mitigate force fight between actuators and reduce mechanical stress affecting lifespan of the aileron. Algorithms are implemented in a PLC which supplies power to actuators/sensors and controls the position and movement of the aileron.

KEYWORDS

Aileron, Force fight, Position control, Computer-controlled system,

KOTRLÝ, Michal. *Řízení pohybu křídélka na křídle*. Brno, 2020, 52 s. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce: Ing. Libor Veselý, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Řízení pohybu křídélka na křídle“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno 7. 6. 2020

.....
podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Liborovi Veselému, Ph.D. za odborné vedení, ochotu, lidský přístup, cenné rady a podnětné návrhy k práci.

Brno 7. 6. 2020

.....

podpis autora

Obsah

Úvod	11
1 Rešerše	12
1.1 Force fight	12
1.1.1 Výskyt force fight	12
1.1.2 Omezení vlivu force fight	14
1.2 Regulovaná soustava	16
1.2.1 Identifikace regulované soustavy	16
1.2.2 Aproximace regulované soustavy	17
1.3 Číslicové řízení	18
1.3.1 Vzorkování a rekonstrukce signálu	20
1.3.2 Číslicový PID regulátor	20
1.4 Snímače úhlového natočení	22
1.4.1 Optické snímače	22
1.4.2 Magnetické snímače	23
1.4.3 Odporové snímače	24
1.5 Systém X20	24
2 Realizace modelu	26
2.1 Mechanické uspořádání modelu	26
2.2 Otočný potenciometr	28
2.3 Absolutní enkodér EMS22A	28
2.3.1 Rozhraní SSI	29
2.3.2 Problémy při realizaci	29
2.4 Magnetický enkodér AS5047	30
2.4.1 PWM výstup	30
2.5 Magnetický enkodér AS5600	31
2.5.1 Návrh DPS pro snímač AS5600	31
2.5.2 Pouzdro DPS a uchycení pro snímač AS5600	32
2.6 Realizace modelu	33
3 Řízení sestaveného modelu	34
3.1 První test realizovaného modelu	34
3.2 Měření převodních charakteristik snímačů	36
3.3 Návrh algoritmu pro řízení polohy	37
3.3.1 Vada potenciometrů	38
3.3.2 Regulátory polohy	39

3.4 Implementace algoritmů redukcujících force fight	40
3.4.1 První metoda	40
3.4.2 Druhá metoda	43
Závěr	46
Literatura	48
Seznam příloh	50
A Měření převodních charakteristik snímačů	51
B Obsah přiloženého souboru	52

Seznam obrázků

1.1	Odezva polohově regulovaných aktuátorů na skok žádané hodnoty. Vlevo $x_{\text{žádaná}} = 0,01m$; vpravo $x_{\text{žádaná}} = 0,035m$. [11]	13
1.2	Blokové schéma řídicího systému hydraulických aktuátorů primárních řídicích ploch [12]	14
1.3	Schéma regulace polohy nevázaných aktuátorů s implementací filtru žádané hodnoty $F_{\text{filtr}}(p)$ [11]	15
1.4	Schéma konceptu řízení hybridního systému s dvěma aktuátory v re- žimu active-active [11]	15
1.5	Schéma kaskádní regulace dvou EMA aktuátorů s kompenzací force fight [10]	16
1.6	Schéma řízení počítačem [5]	19
1.7	Reprezentace signálů regulační smyčky v počítači [5]	19
1.8	Rekonstrukce tvarovačem prvního řádu [5]	20
1.9	Obdélníková aproximace a) dopředná b) zpětná [6]	22
1.10	kotouč absolutního snímače polohy se čtyřmi stopami [8]	23
1.11	Schéma integrovaného magnetického rotačního enkodéru, písmena A,C označují Hallovy sondy [14]	24
2.1	Vizualizace modelu v softwaru SolidWorks (1 - DC motor, 2 - pružná spojka, 3 - kluzná spojka, 4 - absolutní enkodér, 5 - potenciometr)	26
2.2	Naznačení regulačních smyček v modelu	27
2.3	Naznačení prvků regulační struktury	27
2.4	Schéma zapojení potenciometru	28
2.5	Blokový diagram SSI [19]	29
2.6	Časový průběh signálu CLK (modře) a Data (oranžově) na osciloskopu	30
2.7	Plošný spoj pro snímač AS5600 a realizované provedení	32
2.8	Uchycení snímače AS5600	32
2.9	Realizovaný model	33
3.1	Odezva reálné soustavy a modelu soustavy na skok řídicí veličiny motoru	34
3.2	Blokové schéma diskretizovaného PI regulátoru s omezením sumační složky (K - zesílení regulátoru, T_{vz} - perioda vzorkování, T_i - časová konstanta sumační složky)	35
3.3	Odezva regulované soustavy na skok žádané hodnoty polohy	35
3.4	Měření převodních charakteristik snímačů	36
3.5	Statické převodní charakteristiky snímačů natočení křídélka	37
3.6	Měření napětí na výstupu potenciometru při maximální akceleraci křídélka směrem nahoru a dolů	38

3.7	Občasné vibrace křídélka při změně žádané polohy křídélka způsobené vadou potenciometru	38
3.8	Blokové schéma diskretizovaného PI regulátoru s dynamickým omezením sumační složky (K - zesílení, Tvz - perioda vzorkování, Ti - konstanta sumační složky, Tt - konstanta dyn. omezení sum. složky) .	39
3.9	Odezva regulované soustavy na skok žádané hodnoty polohy za použití PI regulátoru s dynamickým omezením sumační složky	40
3.10	Simulační schéma regulace polohy P regulátorem a redukcí force fight první metodou	41
3.11	Odezva polohy na skokovou změnu žádané hodnoty bez redukce force fight	41
3.12	Odezva polohy na skokovou změnu žádané hodnoty s redukcí force fight (první metoda)	42
3.13	Odezva řídicího signálu střídavy PWM napájení aktuátorů bez redukce force fight (vlevo), s redukcí force fight (vpravo)	42
3.14	Simulační schéma regulace polohy zvoleným regulátorem a redukcí force fight druhou metodou	43
3.15	Odezva polohy na skokovou změnu žádané hodnoty s redukcí force fight (druhá metoda)	43
3.16	Nelineární převodní charakteristika potenciometru	44
3.17	Odezva polohy na skokovou změnu žádané hodnoty s redukcí force fight (první metoda, nelinearita snímače)	45

Seznam tabulek

3.1	Linearita snímačů	36
3.2	Parametry PI regulátoru s dyn. omezením sumační složky	40
A.1	Měření převodních charakteristik snímačů	51

Úvod

Křídélko je jednou z ploch pro řízení letu letounu. Křídélka na křídlech společně se směrovým a výškovým kormidlem na ocasní části patří mezi primární řídicí plochy určené pro orientaci letounu ve všech třech osách (*Yaw, Pitch, Roll*). Sekundární řídicí plochy ovlivňují odpor prostředí a vztlak, patří mezi ně sloty, klapky a spoilery. Aktuátory nastavují řídicí plochy letounu do žádaných poloh, určených posádkou letounu nebo autopilotem. V provozu může s malou pravděpodobností nastat situace, kdy dojde k poruše aktuátoru, který se stává neovladatelným. Proto jsou řídicí plochy, důležité pro řízení letu letounu, vybaveny dvěma či více aktuátory působícími na jednu řídicí plochu. Systém aktuátorů může být provozován v jedné ze dvou provozních konfigurací: aktivní-pohotovostní (*active-standby*), kdy je jeden aktuátor v provozu a druhý v pohotovostním režimu, nebo aktivní-aktivní (*active-active*), kdy jsou oba aktuátory v provozu najednou. Druhá zmíněná konfigurace má nesporné výhody, aktuátory mohou být dimenzovány na menší výkon, než je tomu u konfigurace *active-standby*, nese s sebou však i úskalí popsané v této práci.[12]

Tato bakalářská práce se věnuje realizaci a řízení zjednodušeného elektromechanického modelu křídélka na křídle letounu, který je polohován dvěma aktuátory v režimu *active-active*. Algoritmy polohového řízení plochy křídélka jsou implementovány do PLC společnosti B&R. Cílem práce je vhodná realizace polohového řízení a zkoumání mechanického namáhání plochy křídélka s následnou úpravou řídicích algoritmů pro snížení mechanického namáhání plochy křídélka. Důvody pro implementaci vhodného řídicího aparátu, který by potlačil nebo odstranil namáhání plochy, vychází z reálné situace v praxi, která je popsána v teoretické části práce.

1 Rešerše

1.1 Force fight

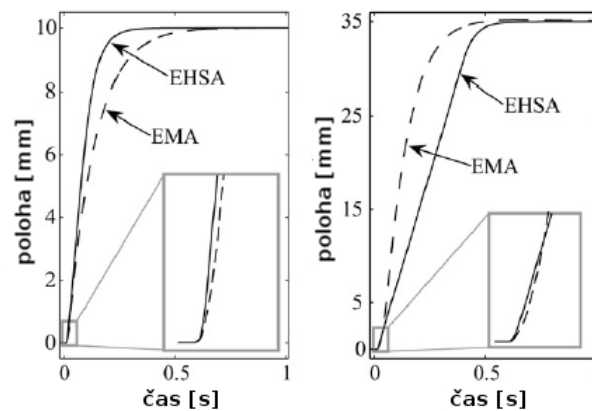
1.1.1 Výskyt force fight

Aktuátorový systém řídicí plochy letounu se dvěma aktuátory v režimu active-active způsobuje možný výskyt protichůdných sil mezi aktuátory. Ty jsou zapříčiněny rozdílnými odchylkami a tolerancemi aktuátorů, snímačů polohy a řídicí elektroniky. Tyto odchylky mohou způsobovat řízení křídélka do odlišných poloh každým aktuátorem, které proti sobě navzájem působí, což způsobuje torzní moment, který namáhá křídélko a snižuje jeho životnost. Navržení plochy křídélka odolávající namáhání, které by při konfiguraci active-active nastávalo, by vyžadovalo zvýšenou hmotnost a robustnost plochy křídélka a s tím spojené finanční náklady.[12] Proto je žádoucí použít metodu, která eliminuje nebo alespoň snižuje protichůdné síly, působící mezi aktuátory na plochu křídélka. Situace, kdy dva aktuátory nepracují součinně, ale nesouměrně nebo proti sobě, je známá pod pojmem *force fight*. Mechanické uspořádání, kdy může k tomuto fenoménu docházet, se objevuje v různých technických aplikacích, kdy je třeba z různých důvodů polohovat řízený prvek dvěma či více aktuátory (např. bezpečnost či velké rozměry řízeného prvku). Nejčastěji však v systémech řídicích ploch letounu, kde je kladen větší důraz na omezení nežádoucího efektu z důvodů již zmíněných.

Force fight je náležitě popsán pro hydraulické aktuátorové systémy.[13] V dnešní době jsou hydraulické aktuátory vybaveny elektricky ovládanými servoventily, které usměrňují tok média v hydraulickém okruhu aktuátoru, generující sílu působící na plochu letounu. Trendem do budoucnosti je odklon od centrálních hydraulických systémů a využití elektrické energie pro pohon aktuátorů (Power-by-wire). Důvodem k zavedení systému *Power-by-wire* je eliminace hmotných a objemných hydraulických okruhů, které jsou náročné a drahé na údržbu a jejich efektivita je proti elektrickým silovým obvodům nižší.[13] Technologické pokroky v oblasti elektrických pohonů a synchronních motorů s permanentními magnety zvyšují poměr výkon/hmotnost elektromechanických aktuátorů, což je činí atraktivní pro použití v primárních řídicích systémech letu.[10] Elektromechanické aktuátory (EMA) mění rotační pohyb elektrického motoru kuličkovým šroubem na pohyb lineární, polohující řídicí plochu letounu. V oblasti elektromechanických aktuátorů není však výzkum fenoménu force fight tak obsáhlý. Důvodem je zatím omezené použití v reálných řídicích letových systémech pilotovaných letounů. Přejít k EMA se projevil v systémech sekundárních řídicích ploch, např. u letounu Boeing 787.[13] U bezpilotních letounů, kde nejsou kladeny tak přísné nároky, jsou elektromechanické aktuátory

použity pro ovládání primárních i sekundárních řídicích ploch. K rozsáhlému použití EMA jako aktuátory primárních řídicích ploch je třeba prokázat spolehlivost a bezpečnost ve všech provozních podmínkách a podrobněji zkoumat omezení efektu force fight při použití elektromechanických aktuátorů.

Krokem k více elektrickému letounu a příležitosti k zavádění elektromechanických aktuátorů do systému primárních řídicích ploch je hybridní aktuátorová konfigurace s elektromechanickým aktuátorem (EMA) a elektrohydraulickým servoaktuátorem (EHSA).[11] Tato metoda přináší však specifické problémy, převážně force fight způsobený rozdílnou dynamikou EMA a EHSA aktuátorů. Na malé změny vstupního signálu reaguje EMA kvůli větší setrvačnosti pomaleji, naopak pro velké změny vyvine větší rychlost než EHSA. EHSA tedy táhne EMA aktuátor při malých změnách žádané polohy a naopak EMA táhne EHSA při velkých změnách žádané polohy.[11][13] Chování je vidět na obrázku 1.1. Co se týče EMA aktuátorů, Kowal-



Obr. 1.1: Odezva polohově regulovaných aktuátorů na skok žádané hodnoty. Vlevo $x_{\text{žádaná}} = 0,01m$; vpravo $x_{\text{žádaná}} = 0,035m$. [11]

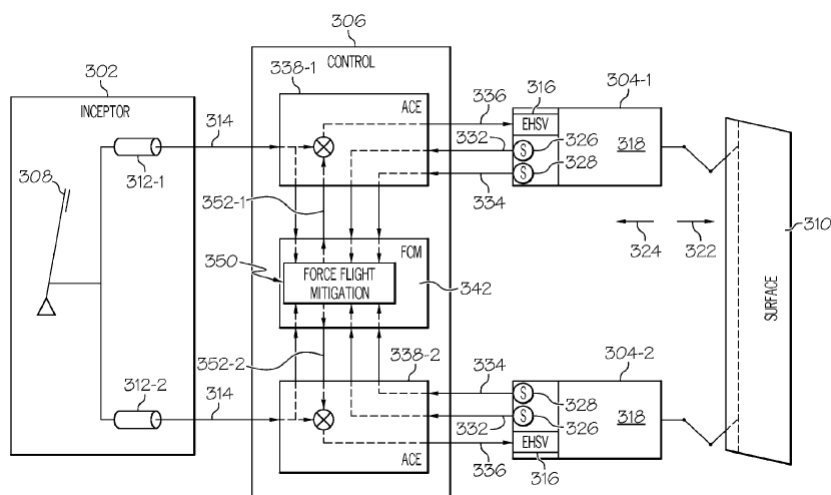
ski [9] analyzuje faktory, které vedou k force fight v systému řídicí plochy s dvěma nominálně identickými EMA aktuátory. Ze simulací vyplývají čtyři hlavní faktory, které se nejvíce podílí na force fight:

1. Různý offset LVDT snímačů polohy aktuátoru způsobuje statický force fight.
2. Zpoždění signálů způsobuje dynamický force fight při akceleraci a brzdění.
3. Rozdílné vůle v převodech každého aktuátoru zvyšují namáhání při změně směru.
4. Rozdílné tření v každém aktuátoru.

Odchyłky v konstantách motoru naopak mají malý vliv.

1.1.2 Omezení vlivu force fight

U hydraulických aktuátorů se dosahuje omezení nesoučinnosti aktuátorů použitím diferenčních senzorů tlaku, měřících diferenční tlak média v hydraulickém okruhu každého aktuátoru. Signály ze senzorů tlaku tvoří zpětnou vazbu pro minimalizaci rozdílu diferenčního tlaku mezi aktuátory. Zpracováním signálů z těchto snímačů tlaku a senzorů polohy řídicí plochy dochází k adekvátnímu akčnímu zásahu. Schéma



Obr. 1.2: Blokové schéma řídicího systému hydraulických aktuátorů primárních řídicích ploch [12]

takového systému je zobrazeno na obrázku 1.2. Signály snímačů diferenčního tlaku a polohy aktuátorů (332 a 334) jsou zavedeny jako zpětná vazba do modulu řízení letu (FCM), jehož částí je i funkce redukce force fight. FCM generuje v závislosti na řídicím signálu (314) a zpětné vazby ze snímačů signál (352) pro modul řízení aktuátoru (ACE), kde je sečten s řídicím signálem (314). ACE posílá signál akčního zásahu (336) k servoventilu aktuátoru.[12]

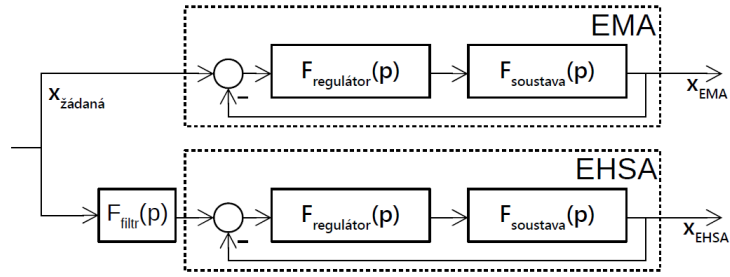
V hybridních systémech, zmíněných v kap.1.1, lze force fight omezit filtrem žádané hodnoty. Simulace ukázaly, že filtrace žádané hodnoty před vstupem do regulátoru EHSA aktuátoru (obr. 1.3) dobře funguje pro malé změny žádané hodnoty polohy, avšak nezlepšuje chování pro velké změny vstupu. Proto [11] navrhuje rozšíření nezávislých uzavřených smyček aktuátorů o další zpětnovazební signály (poloze, rychlost, síla). Tyto signály reprezentují rozdíl ve stavu obou aktuátorů:

$$\Delta x = x_{ehsa} - x_{ema}$$

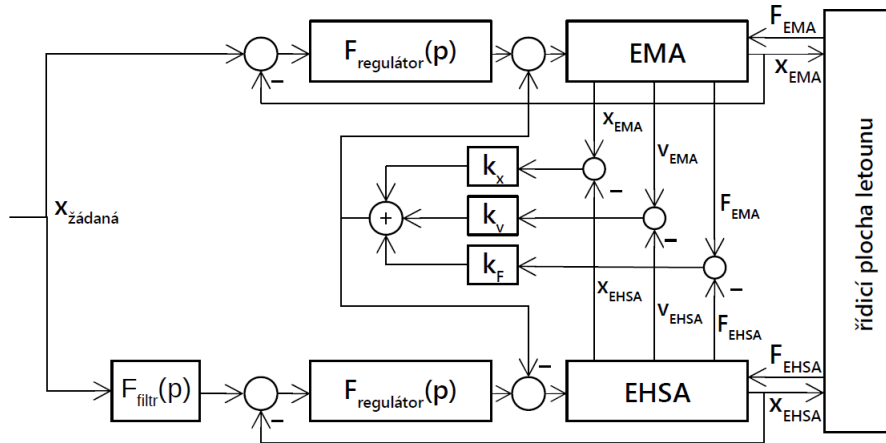
$$\Delta v = v_{ehsa} - v_{ema}$$

$$\Delta F = F_{ehsa} - F_{ema}$$

Proporcionálním zesílením a sečtením těchto všech nebo vybraných diferenčních sig-



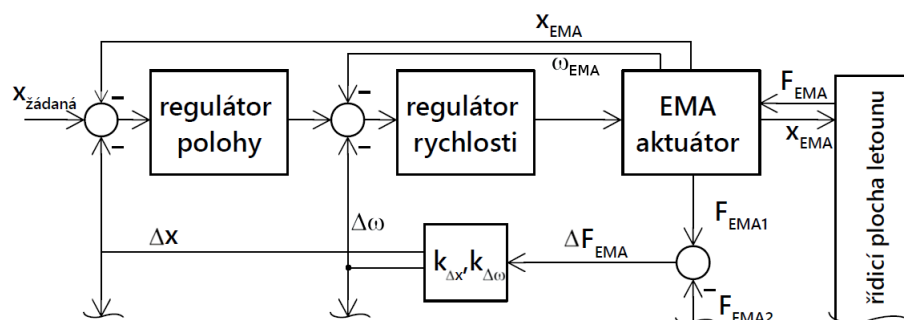
Obr. 1.3: Schéma regulace polohy nevázaných aktuátorů s implementací filtru žádané hodnoty $F_{filtr}(p)$ [11]



Obr. 1.4: Schéma konceptu řízení hybridního systému s dvěma aktuátory v režimu active-active [11]

nálů stavu s výstupem regulátorů v uzavřené smyčce aktuátoru dochází k omezení nerovnoměrného působení aktuátorů na řídicí plochu. (obr. 1.4) [11]

V [10] se uvádí řídicí struktura aktuátorového systému s dvěma aktuátory typu EMA, kterou tvoří konvenční kaskádní PI regulátory úhlové rychlosti a proudu pro synchronní motory aktuátorů. Vnější smyčka pak reguluje polohu aktuátoru. Schéma zahrnuje i zpětné vazby pro kompenzaci vlivu force fight. Cílem kompenzace je zajistit, aby rozdíl sil, kterými aktuátory na plochu působí, byl nulový. Síly jsou měřeny snímači na kuličkovém šroubu. Z rozdílu sil jsou proporcionálním zesílením určeny kompenzační signály polohy a úhlové rychlosti aktuátoru. Polovina popsané struktury aktuátorového systému je na obrázku 1.5, struktura je osově symetrická.



Obr. 1.5: Schéma kaskádní regulace dvou EMA aktuátorů s kompenzací force flight [10]

1.2 Regulovaná soustava

1.2.1 Identifikace regulované soustavy

Podle [1] se pod pojmem identifikace rozumí určení diferenciální rovnice (popř. operátorového přenosu), popisující neznámou soustavu, z měření na soustavě provedených. Výsledky identifikace jsou do jisté míry neurčité a musí na ně být pohlíženo skutečně jako na model, který v určitém smyslu nejlépe vystihuje vlastnosti identifikované soustavy. V uvažovaných případech musí tento model co nejlépe vystihovat vlastnosti řízeného objektu ve smyslu regulačním, tj. v uzavřeném obvodu.

Na základě výsledků identifikace je možné stanovit model soustav a celých zařízení a řešit potřebné problémy mimo vlastní zařízení. Je možné vyzkoušet všechny varianty procesu bez nákladného a často i nebezpečného experimentování a vybrat vhodnou variantu řešení.[3] Při identifikaci řešíme úlohu definovat systém, tj. vytvořit model, těmito dvěma způsoby:

- analyticky, fyzikálně-matematickou analýzou objektu
- experimentálně, na základě získaných údajů z procesu

Při analýze reálných procesů vycházíme pro sestavení jejich matematického popisu ze známých fyzikálních a chemických zákonů. Pro složité procesy je však použití této metody obtížné a vhodnější je určení modelu procesu experimentálně.

Část potíží, na které při identifikaci narážíme, je způsobena tím, že identifikovanou soustavu, která je obvykle částí většího zařízení, nemůžeme zkoumat samu o sobě, nýbrž v souvislosti s celým ostatním zařízením a obvykle v pracovních podmínkách, při kterých nemůžeme odstranit působení veličin poruchových. Musíme proto v určitých situacích použít místo jednodušších *metod deterministických*, při kterých předpokládáme přesnou znalost vstupních i výstupních veličin a vstupní veličiny dovedeme popsat analyticky, *metody statistické*, které vyžadují mnohem větší

objem prací při měření a vyhodnocení. V dalším se budeme zabývat pouze metodami deterministickými. [1]

Podle tvaru vstupních signálů při vyhodnocení rozdělujeme deterministické metody na metody vyhodnocení přechodových charakteristik, frekvenčních charakteristik a na metody, při kterých je vstupní signál obecného tvaru, který však splňuje určité omezující předpoklady. Tyto metody se hodí jen pro jednoparametrové soustavy, na které nepůsobí žádné poruchové veličiny, popř. jsou tak malé, že jejich vliv můžeme zanedbat. V dalším budeme předpokládat též lineárnost identifikované soustavy. Použijeme-li skok vstupní veličiny, obdržíme jako odezvu přechodovou charakteristiku. Budeme-li soustavu budit harmonickým signálem, jehož frekvenci budeme postupně měnit, můžeme měřit zesílení a fázový posun procházejícího signálu a získat tak jednotlivé body frekvenční charakteristiky. S ohledem na praktické podmínky lze podle [4] doporučit měření s použitím harmonického signálu spíše pro rychlejší soustavy, neboť po každé změně frekvence je třeba počkat, až dozní přechodný děj vyvolaný touto změnou. Nevýhodou frekvenčního měření je nutnost předem odhadnout frekvenční rozsah, ve kterém se dynamické vlastnosti soustavy projeví.

1.2.2 Aproximace regulované soustavy

Výsledkem získaným uvedenými deterministickými metodami je naměřená přechodová charakteristika, resp. frekvenční charakteristika. Je třeba převést získané výsledky do tvaru diferenciální rovnice nebo obrazového přenosu. [1] V operátorových přenosech bude Laplaceův operátor značen písmenem p . Při vyhodnocování přechodových charakteristik je předpokladem, že identifikovaná soustava je lineární, statická, obvykle bez členů schopných vlastních kmitů. Taková soustava má operátorový přenos

$$F(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots a_1 p + a_0} = K \frac{\prod_{i=1}^m (pT_{1i} + 1)}{\prod_{j=1}^n (pT_{2j} + 1)} \quad (1.1)$$

kde

$$K = \frac{b_0}{a_0} \quad (1.2)$$

je statické zesílení soustavy a T_{1i} popř. T_{2j} jsou časové konstanty dílčích soustav v čitateli, popř. jmenovateli přenosu. Přitom předpokládáme, že jde o soustavu, která splňuje princip minimální fáze, tj. jejíž všechny nuly i póly leží ve stabilní oblasti roviny kořenů p , popř. v bodě $p = 0$. V posledním případě, má-li soustava nulové póly, jde o astatickou soustavu s přenosem

$$F(p) = \frac{1}{p^v T_0^v} \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots a_1 p + a_0} \quad (1.3)$$

kde v je řád astatismu a T_0 integrační časová konstanta. Protože astatismus dané soustavy můžeme obvykle velmi dobře určit z fyzikální podstaty soustavy, můžeme metody analýzy přechodových charakteristik rozšířit i na případy astatických soustav.

Ukazuje se, že mnoho z těchto soustav můžeme poměrně přesně nahradit soustavami, které v čitateli přenosu mají konstantu (ne polynov v p), tj. soustavami s přenosem

$$F_N(p) = \frac{K}{\prod_{j=1}^n (pT_j + 1)} \quad (1.4)$$

I tak výpočet konstant T_j a řádu soustavy n není možno z přechodových charakteristik provést přesně a [1] proto volí náhradní soustavy s přenosem

$$F_N(p) = \frac{K e^{-pT_d}}{(pT + 1)^n} \quad (1.5)$$

nebo

$$F_N(p) = \frac{K}{(pT + 1)^{n-1}(pmT + 1)}, 0 < m < 1 \quad (1.6)$$

nebo

$$F_N(p) = \frac{K}{(pmT + 1)^{n-1}(pT + 1)}, 0 < m < 1 \quad (1.7)$$

Pro astatické soustavy s přenosem prvního řádu, tj. s přenosem

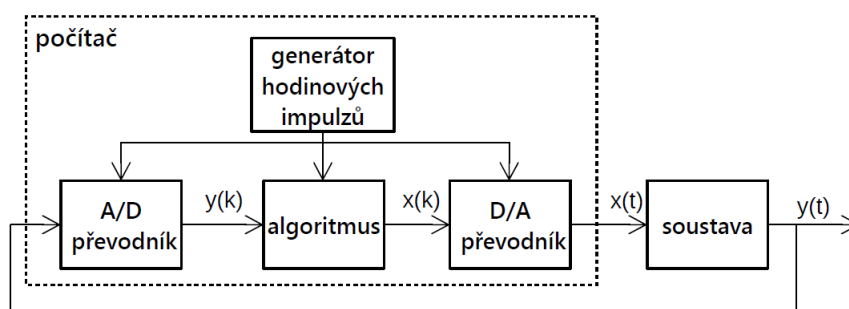
$$F(p) = \frac{(pT_{11} + 1)(pT_{12} + 1) \dots (pT_{1m} + 1)}{pT_0(pT_{21} + 1)(pT_{22} + 1) \dots (pT_{2n} + 1)} \quad (1.8)$$

volí náhradní soustavu s přenosem

$$F_N(p) = \frac{K}{pT_0(pT + 1)}, T = \sum_{j=1}^n T_{2j} - \sum_{i=1}^m T_{1i} \quad (1.9)$$

1.3 Číslicové řízení

Většina dnes navrhovaných řídicích algoritmů běží na číslicovém řídicím počítači. Algoritmus řízení v něm neběží spojitě, ale je spouštěn v diskrétních časových okamžicích, které jsou od sebe časově posunuty o *periodu vzorkování*. Systémům, které jsou řízeny takovýmto číslicovým počítačem se říká systémy se vzorkováním. Kromě toho zde dochází také ke kvantování signálu v amplitudě. Analogově-číslcový převodník převádí původně analogový signál na diskretizovaný signál, který nabývá konečného počtu úrovní. Jev kvantování s rostoucím rozlišením převodníků klesá, neboť se používají převodníky s rozlišením 12 bitů, 16 bitů i více, které poskytují dostatečně přesné přiblížení se ke skutečné hodnotě.[4]



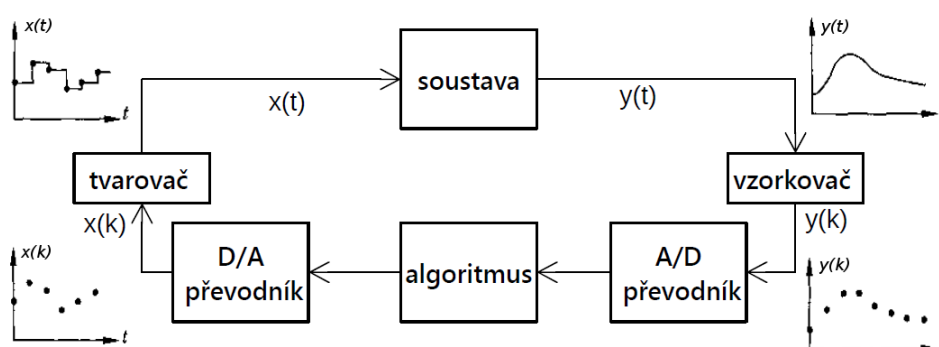
Obr. 1.6: Schéma řízení počítačem [5]

Realizace číslicového řízení počítačem s sebou přináší možnost měnit jednotlivé algoritmy řízení podle provozních podmínek, doplnění lineárních algoritmů nelineárními logickými podmínkami a snadnou možnost realizace řídicích algoritmů vyšších typů (adaptivní apod.).

Jednoduché schéma řízení počítačem je na obrázku 1.6. Počítač koná následující kroky:

1. Počká na hodinový impulz.
2. Provede převod analogového na digitální signál.
3. Vypočítá akční zásah regulátoru.
4. Provede převod digitálního na analogový signál.
5. Aktualizuje stav regulátoru.
6. Vrátí se na krok 1.

Protože operace v počítači trvají určitý časový okamžik, je mezi kroky 2 a 4 časové zpoždění.[5]



Obr. 1.7: Reprezentace signálů regulační smyčky v počítači [5]

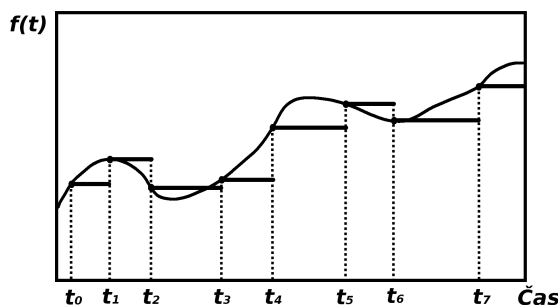
1.3.1 Vzorkování a rekonstrukce signálu

Pokud je vzorkovací perioda dostatečně krátká, dochází k zanedbatelné ztrátě informace o signálu, ale pokud je vzorkovací perioda příliš dlouhá, nastává značná ztráta informace. Kdy je spojitý signál přesně daný svými vzorky říká *Shannonův vzorkovací teorém*. Spojitý signál s Fourierovou transformací nulovou mimo interval $(-\omega_0, \omega_0)$ je jednoznačně reprezentován svými vzorky, pokud je vzorkovací frekvence vyšší než $2\omega_0$. [5]

Inverze operace vzorkování, tedy převod sekvence čísel $f(t_k) : k \in Z$ na časově spojitou funkci $f(t)$ se nazývá *rekonstrukce*. V číslicově řízených systémech je nutné převádět diskrétní řídicí signály, vypočítané počítačem, na spojitý signál, který může působit na soustavu nebo proces. V [5] se uvádí více možností rekonstrukce, nejjednodušší a často používaný je *tvorovač nultého řádu*. Tato rekonstrukce je dána vztahem:

$$f(t) = f(t_k) \quad t_k < t < t_{k+1} \quad (1.10)$$

Což znamená, že rekonstruovaný signál je konstantní mezi okamžiky vzorkování a nabývá hodnoty posledního vzorku, jak je vidět na obrázku 1.8. Pro tuto jednoduchost je tvarovač nultého řádu často již součástí standardních D/A převodníků. Výhodou je i možnost použití této rekonstrukce při neperiodickém vzorkování. Pro spojité signály, které nejsou konstantní mezi okamžiky vzorkování vzniká při rekonstrukci chyba. [5]



Obr. 1.8: Rekonstrukce tvarovačem prvního řádu [5]

1.3.2 Číslicový PID regulátor

Mnoho praktických regulačních úloh je řešeno PID regulátory, které mohou být popsány rovnicí

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (1.11)$$

kde e je regulační odchylka, K je *proporční zesílení* regulátoru, T_i je *integrační časová konstanta* a T_d *derivační časová konstanta*. [5] Čistě derivační složka je nevhodná, protože velmi zesiluje šum. Proto se zavádí filtrace derivační složky a derivační složka je aproximována takto:

$$T_dp \approx \frac{T_dp}{\frac{T_dp}{N} + 1} \quad (1.12)$$

Přenos na pravé straně dobře aproximuje derivační složku na nízkých frekvencích a pro vysoké frekvence je zesílení omezeno na hodnotu N , která se volí obvykle v rozsahu 3 až 20. Přenos regulátoru má tedy v Laplaceově transformaci tvar

$$F_r(p) = K \left(1 + \frac{1}{T_ip} + \frac{T_dp}{\frac{T_dp}{N} + 1} \right) \quad (1.13)$$

PID regulátor byl původně implementován analogovou technologií, dnes jsou skoro všechny číslicové, diskretizací vzniká PSD regulátor jako analogie PID regulátoru. Proporcionální složku regulátoru není třeba diskretizovat, protože jde pouze o statické zesílení regulátoru. Pro derivační složku bude provedena diskretizace na ekvivalentní Z přenos. Předpokládáme tvarovač nultého řádu s přenosem

$$F_{tv}(p) = \frac{1 - e^{Tp}}{p} \quad (1.14)$$

kde T je perioda vzorkování. [6] Diskretizace je provedena následovně:

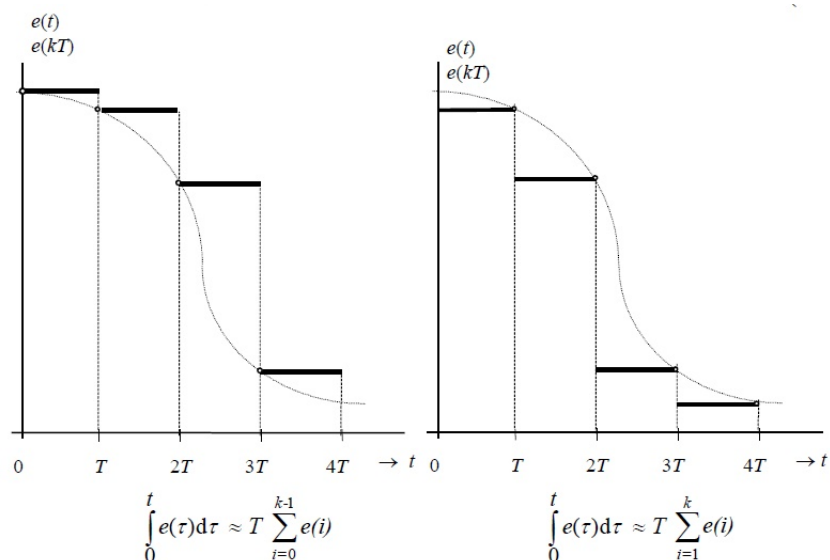
$$F_D(z) = Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{1 - e^{Tp}}{p} F_D(p) \right\} \right\} = N \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{TN}{T_D}} z^{-1}} \quad (1.15)$$

V literatuře jsou dalšími často uváděnými metodami diskrétní náhrady přenosu derivační složky *zpětná difference* a *Tustinova aproximace*, kterými se nebudeme dále zabývat. [4] V případě integrační složky se používá *obdélníková*, popřípadě *lichoběžníková aproximace*. U obdélníkové aproximace (obr.1.9) se nahradí průběh mezi okamžiky vzorkování jednou jeho krajní hodnotou s tím, že se uvažuje konstantní mezi okamžiky vzorkování. Pokud by byla vzata levá krajní hodnota, jedná se o dopřednou obdélníkovou aproximaci. Pokud by byla zvolena pravá krajní hodnota, jedná se o zpětnou obdélníkovou aproximaci. V případě lichoběžníkové aproximace se průběh mezi dvěma okamžiky vzorkování nahradí úsečkou, spojující levou a pravou krajní hodnotu. Dále je uvažována zpětná obdélníková aproximace. Z této aproximace plyne vztah pro diskrétní ekvivalent integrační složky:

$$F_I(z) = \frac{Tz^{-1}}{T_I(1 - z^{-1})} \quad (1.16)$$

Pomocí uvedených vztahů můžeme odvodit přenos diskrétního PID regulátoru v *polohovém* tvaru v Z-transformaci.

$$F_R(z) = K \left(1 + \frac{Tz^{-1}}{T_I(1 - z^{-1})} + N \frac{1 - z^{-1}}{1 - e^{-\frac{TN}{T_D}} z^{-1}} \right) = \frac{X(z)}{E(z)} \quad (1.17)$$



Obr. 1.9: Obdélníková aproximace a) dopředná b) zpětná [6]

Protože je integrace nahrazena sumou, často se označuje jako PSD (proporcionálně - sumačně - diferenční) regulátor. Často však např. z důvodu vysoké úrovně šumu v systému nelze derivační složku použít vůbec.

1.4 Snímače úhlového natočení

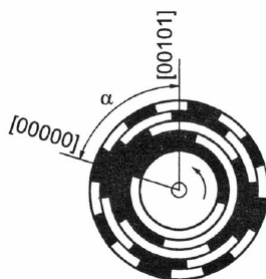
Pro zpětnovazební řízení je nutností měřit regulovanou (výstupní) veličinu soustavy vhodným snímačem. Pro soustavu tvořenou modelem křídélka je regulovanou veličinou poloha křídélka, je tedy nutné vybrat vhodný snímač úhlového natočení (enkodér). Enkodéry se dělí na *inkrementální* a *absolutní*. Inkrementální jsou schopny poskytovat informace pouze o relativním pohybu vůči referenční poloze. Absolutní enkodéry mají unikátní výstup pro každou jednotlivou pozici. Díky tomu lze vyčíslit polohu i bezprostředně po výpadku a obnovení napájení bez nutnosti dosažení referenční polohy. Nejčastější snímače úhlového natočení jsou *optické*, *magnetické* a *odporové*.

1.4.1 Optické snímače

Princip inkrementálního optoelektronického senzoru spočívá v clonění světelného toku mezi zdrojem a fotocitlivými prvky (např. fotodiody) kotoučem pravidelně rozděleným na úseky pro světlo propustné a nepropustné (kroky). Rotace o 1 krok vyvolá přerušování světelného svazku a výstupní signál fotocitlivého detektoru po úpravě na impuls inkrementuje obsah čítače. Měřená poloha je tedy dána obsahem čítače

vynulovaného při referenční poloze. Aby bylo možné určit směr pohybu a vynulovat obsah čítače při dosažení referenční polohy, má senzor tři kanály. Směr otáčení je určen ze sledu signálů dvou kanálů. Základem je posuv pevné clony v jednom z těchto kanálů o hodnotu $n\lambda + \lambda/4$. Třetí kanál slouží k odvození signálu o pozici referenční značky.[8]

Podstatou absolutního optoelektronického snímače je kotouč s řadou stop, v nichž se střídají průsvitná a neprůsvitná místa tak, že vytvářejí obrazec odpovídající složkám vhodného kódu. Kódovací obrazec se z jedné strany prosvětluje a na druhé straně snímá fotocitlivými prvky. Při zastavení kotouče v mezní poloze může dojít k hazardním stavům (některé fotodetektory čtou sousední hodnoty). Proto se upřednostňuje *Grayův* kód před binárním, kdy se při přechodu do sousední polohy mění pouze jeden bit a proto je chyba způsobená hazardem max. 1 LSB. Kódové kotouče mohou mít až 17 stop, tj. $2^{17} = 131072$ rozlišitelných poloh.[8]



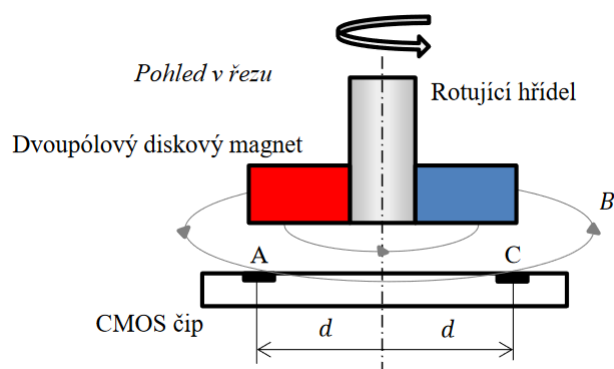
Obr. 1.10: kotouč absolutního snímače polohy se čtyřmi stopami [8]

1.4.2 Magnetické snímače

V podstatě existují dva základní druhy magnetických enkodérů: s mnohapólovým magnetizovaným diskem, kde se senzor nachází mimo osu hřídele a dvoupólovým magnetem, u kterého je pozice senzoru na ose hřídele. Obě provedení snímačů magnetického pole nejčastěji využívají Hallovy sondy, které fungují na principu *Hallova jevu*.

Princip funkce magnetických enkodérů s mnohapólovým diskem je velmi podobný jako u optických enkodérů. Hlavním rozdílem je pak to, že místo zdroje světla a fotodetektoru, je zde zdroj magnetického pole a jako senzory již zmíněné Hallovy sondy. Spolu s hřídelí se otáčí i magnetizovaný disk, vně disku je umístěna Hallova sonda, generující harmonický signál při pohybu hřídele. Ten je zesílen a převeden na obdélníkový. Rozlišení magnetického enkodéru s mnohapólovým diskem je dáno počtem pólů disku.

Stavba magnetických enkodérů s dvoupólovým magnetem je patrná z obr. 1.11. Dvoupólový diskový magnet vytváří při rotaci hřídele točivé magnetické pole, které je detekováno Hallovými sondami, rozmístěnými v určité vzdálenosti d od osy magnetu. Tyto snímače jsou schopny reagovat pouze na složku magnetické indukce, která je kolmá k povrchu čipu senzoru. Snímač tedy může pracovat i v prostředí s vysokou úrovní magnetického rušení. Snímače tohoto typu měří úhlové natočení absolutně.[14]



Obr. 1.11: Schéma integrovaného magnetického rotačního enkodéru, písmena A,C označují Hallové sondy [14]

1.4.3 Odporové snímače

Jsou založeny na použití odporových potenciometrů s pohyblivým kontaktem (jezdce), mechanicky ovládaným měřenou veličinou. Odporové dráhy precizních potenciometrů jsou někdy vinuté z odporového drátu, častěji se však používá vodivých plastů. Pro měření úhlového natočení se používá potenciometrů s rotačním pohybem jezdce, pro měření úhlové polohy s velkou rozlišovací schopností také potenciometrů se spirálovým pohybem jezdce (helipot - spirála typicky s 10 závitů). Odporový senzor polohy se chová jako napěťový dělič s dělicím poměrem určeným měřenou polohou. Toto *potenciometrické* uspořádání, na rozdíl od *reostatového*, vyloučí chyby způsobené změnami rezistivity odporové dráhy (např. při změnách teploty).[8]

1.5 Systém X20

K řízení pohybu křídélka je využit systém X20 od společnosti B&R. X20 je modulární vstupně/výstupní systém, který umožňuje vytvářet strukturovanou topologii

sítě pomocí interface modulů komunikujících přes sběrnici POWERLINK nebo X2X-Link. Jednotlivé I/O a technologické moduly se skládají doprava od modulu připojení sběrnice (přijímač, tzv. bus receiver, nebo různé řadiče sběrnice – bus controller). Mezi dvěma I/O ostrůvky může být vzdálenost až 100 m. Koncepčně je mechanická a elektronická část každého modulu rozdělena na sběrníkový modul, modul elektroniky a svorku. Protože sběrnice systému a napájení jsou propojeny na boku modulu přes pružinové kontakty, pracuje sběrníkový modul i bez modulu elektroniky. Velmi levně je tak možné vytvořit volné rezervní sloty v dané skupině I/O pro pozdější využití. Další výhodou je téměř zadarmo získaná možnost zapojovat a vyměňovat elektroniku za provozu.[20] Pro účely řízení modelu byl sestaven blok modulů, jehož základem je modul kompaktního CPU (Compact-S CPU) X20CP0484 s procesorem ARM Cortex-A9 667MHz, 256 MB DDR3 RAM a 2 GB paměti FLASH. CPU je vybaveno rozhraním USB, RS232, POWERLINK a Ethernet. Nutným doplňkem modulu CPU je modul napájení X20PS9600. Dále bylo využito těchto I/O a technologických modulů pro účely práce: [15]

1. X20AO2632

- modul analogového výstupu
- 2 výstupy ± 10 V nebo 0–20 mA
- 16-bit D/A převodník

2. X20MM2436

- modul pro řízení dvou stejnosměrných motorů o nominálním proudu do 3 A
- 2 PWM výstupy 24–39 VDC
- frekvence PWM 15 Hz–50 kHz
- rozlišení PWM 15-bit + znaménko
- 4 digitální vstupy pro inkrementální enkodéry

3. X20AI2632

- modul analogového vstupu
- 2 vstupy ± 10 V nebo 0–20 mA
- 16-bit A/D převodník

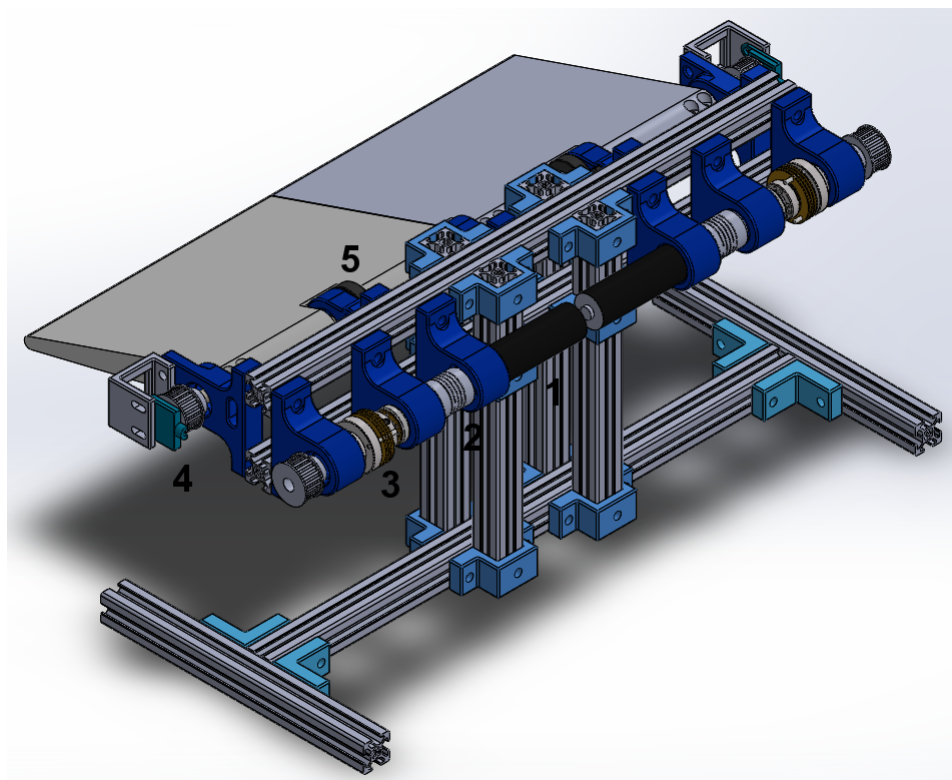
4. X20DS1119

- multifunkční signální procesor
- 3 digitální kanály 5 V, konfigurovatelné jako vstupy nebo výstupy
- 2 digitální vstupy 24 V
- 2 čítače hran, čítač pro inkrementální enkodér
- SSI absolutní enkodér

2 Realizace modelu

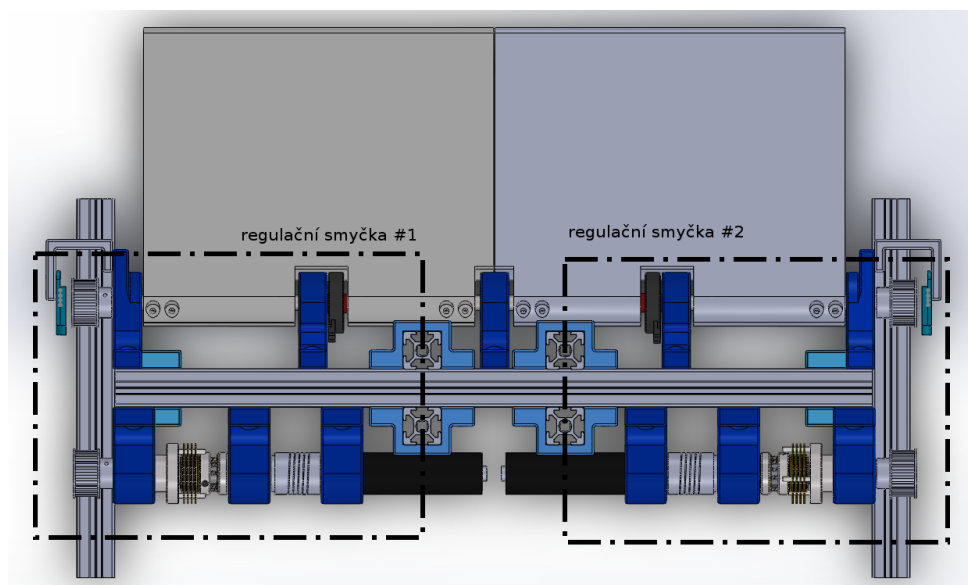
2.1 Mechanické uspořádání modelu

V softwaru SolidWorks byla vytvořena vizualizace celého modelu, zobrazená na obrázku 2.1.

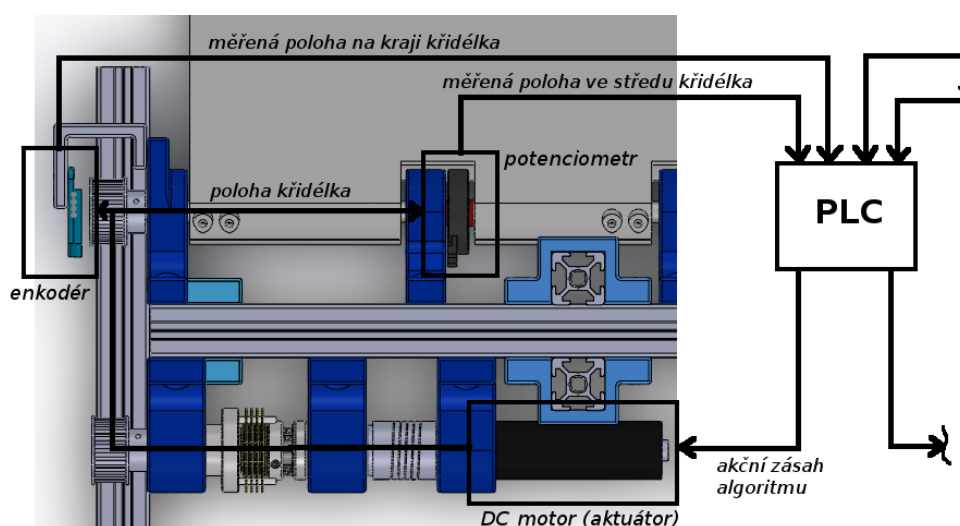


Obr. 2.1: Vizualizace modelu v softwaru SolidWorks (1 - DC motor, 2 - pružná spojka, 3 - kluzná spojka, 4 - absolutní enkodér, 5 - potenciometr)

Nosná konstrukce přípravku je tvořena hliníkovými profily, které zajišťují potřebnou elevaci přípravku od podložky pro volný pohyb plochy křídélka v požadovaném rozsahu. Většina komponent modelu byla vytvořena v softwaru SolidWorks a vytisknuta na 3D tiskárně. Plocha křídélka je ve spodní části záměrně ztenčena pro maximální pružnost při torzním namáhání tak, aby byl efekt mechanického namáhání okem pozorovatelný a bylo možné zhodnotit dosažené výsledky omezení tohoto jevu. Moment síly motoru je na plochu křídélka přenášen přes vyfrézované duralové profily, které zajišťují pevné spojení křídélka s jeho hřídelí. Stejnosměrný motor a planetová převodovka s velkým převodovým poměrem v roli aktuátoru polohuje přes pružnou spojku, kluznou spojku a řemen plochu křídélka. Pružná spojka chrání motor kompenzací nesouosti hřídelí.



Obr. 2.2: Naznačení regulačních smyček v modelu



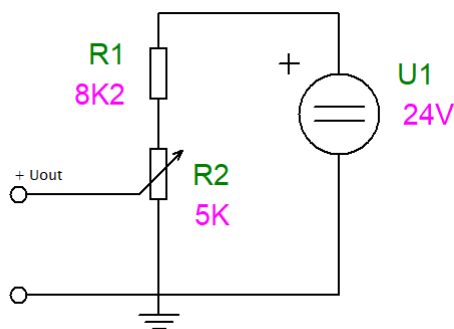
Obr. 2.3: Naznačení prvků regulační struktury

Poloha křídélka je dána jeho úhlovou výchylkou, která je snímána rotačním potenciometrem, umístěným na hřídeli křídélka, a magnetickým absolutním enkodérem. Potenciometr snímá polohu uprostřed plochy křídélka, zatímco enkodér detekuje polohu na kraji plochy. Tyto polohy se mohou vlivem torze plochy křídélka lišit. Data o poloze křídélka jsou zavedeny do PLC, zpracovány řídicími algoritmy a příslušný akční zásah je přiveden z PLC k stejnosměrnému motoru. Tím je uzavřena regulační smyčka polohy křídélka. Z osové symetrie modelu a požadavku na konfiguraci aktuátorů v režimu active-active plyne, že model obsahuje dvě totožné regulační

smyčky, jak je naznačeno na obrázku 2.2. Obrázek 2.3 ukazuje detailnější pohled na prvky regulační struktury křídélka. Signály v pravé části značí druhou regulační smyčku pravé poloviny křídélka. Plocha křídélka je rozdělena na dvě části, každá z nich je polohována svojí regulační smyčkou. Obě poloviny křídélka je tedy možné polohovat zvlášť nebo je spojit uprostřed tak, že je plocha křídélka celistvým prvkem modelu a křídélko je tak provozováno v režimu active-active.

2.2 Otočný potenciometr

Poloha křídélka je určována otočným potenciometrem NP32HS společnosti Uni-Automation, navlečeným přímo na hřídeli tak, aby v uložení neprokluzovala. [18] Jmenovitý odpor potenciometru je $5k\Omega \pm 20\%$ a chyba linearity $\pm 2\%$. Skutečný odpor potenciometru, změřený multimetrem, je $5,5k\Omega$. Snímač je součástí napěťového děliče, který je napájen napětím 24 V z modulu multifunkčního signálního procesoru X20DS1119. Hodnota rezistoru R_1 je určena tak, aby výstupní napětí mělo



Obr. 2.4: Schéma zapojení potenciometru

hodnotu 0–10 V a bylo tedy měřitelné modulem analogového vstupu X20AI2632.

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot (U_1 - U_{out})}{U_{out}} = \frac{5500 \cdot (24 - 10)}{10} = 7700\Omega \quad (2.1)$$

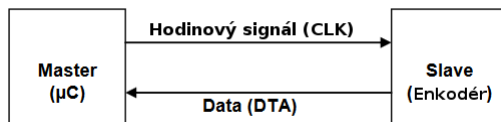
Byl tedy vybrán rezistor s jmenovitým odporem $8,2k\Omega$ a potenciometr byl zapojen podle schématu 2.4. Po připojení a čtení hodnoty napětí ze vstupu analogové karty projevuje potenciometr minimální šum.

2.3 Absolutní enkodér EMS22A

Záměrem bylo využít modul multifunkčního signálního procesoru X20DS1119 a jeho implementované funkce SSI ke čtení dat z absolutního enkodéru EMS22A společnosti Bourns, který byl dodán vedoucím práce.

2.3.1 Rozhraní SSI

Synchronous Serial Interface (SSI) je široce užívaným sériovým rozhraním pro průmyslové použití, především rotační absolutní enkodéry. SSI je point-to-point rozhraní mezi *master* (PLC, mikrokontrolér) a *slave* (absolutní enkodér).

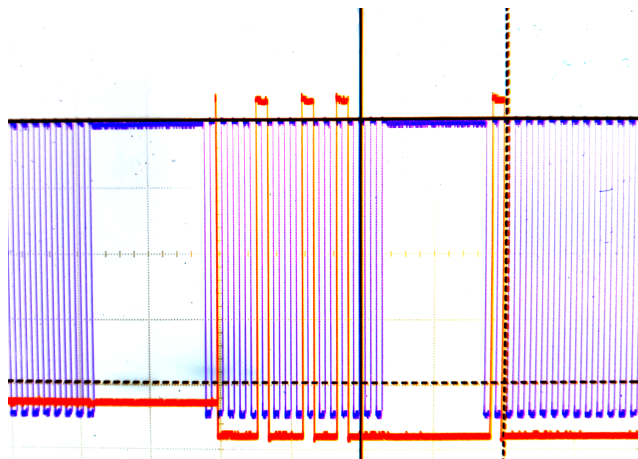


Obr. 2.5: Blokový diagram SSI [19]

Enkodér neustále aktualizuje data o pozici a ukládá je do posuvného registru s paralelním vstupem. Data jsou z registru vysunována, jakmile slave přijme hodinový signál (CLK) od zařízení v pozici master. Monostabilní klopný obvod přidržuje uloženou hodnotu polohy po určitý čas, poté je výstupní registr opět aktualizován novou hodnotou polohy. Datové bity se přenášejí od nejvyššího bitu (MSB) po bit nejnižší (LSB) s každou nástupnou hranou hodinového signálu (CLK). Jednotáčkové absolutní enkodéry mají až 13 bitů polohy, maximální frekvence hodinového signálu je až 2 MHz, minimální 50 kHz.[19]

2.3.2 Problémy při realizaci

Po připojení snímače a nakonfigurování signálního procesoru pro čtení dat bylo zjištěno, že takové řešení je velice obtížně realizovatelné nebo nerealizovatelné. Snímač EMS22A potřebuje ke své funkci signál Chip Select (CS), po jehož sestupné hraně je připraven vysunovat datové bity z posuvného registru na každou nástupnou hranu hodinového signálu, jak je popsáno výše. Původní domněnka, že signál CS je využíván pouze v konfiguraci *daisy chain* (zřetěžené zapojení více snímačů) a bude stačit signál CS uzemnit, se ukázala jako nesprávná. Signál CS není možné generovat pomocí PLC tak, aby byl synchronizován se signálem CLK a jeho hodnota se měnila ve správný časový okamžik. Dále je doba cyklicky běžících programů PLC řádově delší než je perioda signálu CS a bylo by nemožné takový signál generovat s dostatečně vysokou frekvencí pomocí PLC. Na obr. 2.6 je patrné, že senzor vystavuje data ke čtení pouze na jednu posloupnost nástupných hran signálu CLK, kdy byl manuálně přepnut signál CS z logické 1 do logické 0. Rotační enkodér EMS22A se tedy nejeví jako vhodný pro danou aplikaci. Bylo tedy nutné najít vhodnou náhradu. Jednou z možností je rotační enkodér ENS22F od společnosti Megatron, který má rozlišení 12 bitů, tzn. 4096 poloh na otáčku, a je možné zakoupit s rozhraním SSI, či



Obr. 2.6: Časový průběh signálu CLK (modře) a Data (oranžově) na osciloskopu

SPI. Z finančních důvodů však bylo od tohoto řešení upuštěno, protože při výrobě více modelů křídélka, kdy každý model obsahuje dva rotační enkodéry, by razantně stoupla cena modelu. Další možností je rotační enkodér MMA36-12-I společnosti WObit, což je absolutní enkodér s výstupní proudovou smyčkou 4–20 mA a rozlišením 12 bitů, tzn. 4096 poloh na otáčku. Čtení polohy z enkodéru by bylo pomocí modulu analogových vstupů velmi jednoduché. Bylo však dohodnuto, že toto řešení bude použito pouze v krajním případě, protože se pozornost upřela směrem k magnetickým snímačům z rodiny AS5xxx společnosti AMS, které jsou finančně několikanásobně přívětivější.

2.4 Magnetický enkodér AS5047

Jedná se o provedení rotačního magnetického senzoru s dvoupólovým magnetem, zmíněné v podkapitole 1.4.2.

Čip je vyroben tak, aby byl schopen zpracovat inkrementální a absolutní formát výstupního signálu. Prvně byl zkoumán snímač AS5047, protože byl k dispozici na fakultě. Enkodér má ve výchozím nastavení SPI rozhraní a je možné naprogramovat PWM výstup, či rozhraní ABI pro funkci inkrementálního enkodéru. Právě PWM výstup se jevil jako vhodná volba.

2.4.1 PWM výstup

PWM výstup tvoří rámec, obsahující celkem 4119 PWM period hodinového signálu; 12 inicializačních period, 4 periody detekce chyby, 4095 period dat a 8 period s nulovou úrovní signálu. Úhel natočení je reprezentován v datové části rámce s rozlišením

12 bitů. Perioda hodinového signálu trvá 444 ns. Perioda PWM výstupu je tedy asi 1,83 ms.[16] Pro měření střidy výstupního PWM signálu ze snímače bylo záměrem využít funkci modulu X20DS1119 "EdgeDetectDifference", která po správné konfiguraci modulu měří časový interval mezi nástupnou a sestupnou hranou na příslušném kanálu karty. Tato skutečnost byla ověřena pomocí laboratorního generátoru, jehož výstup byl nastaven jako obdélníkový signál s periodou přibližně 1,8 ms a offsetem tak, aby simuloval PWM signál 0–5V ze snímače. V konfiguraci karty je možné nastavit periodu vzorkování signálu na 125 ns, z čehož plyne, že nedochází ke ztrátě informace, protože perioda hodinového signálu PWM je 444 ns. Při vyčítání hodnot časového intervalu mezi nástupnou a sestupnou hranou PWM signálu byl zjištěn offset, který však při změně střidy na generátoru zůstával konstantní a je tedy možné tento offset kompenzovat. Kvůli nutnosti naprogramování PWM výstupu snímače AS5047 přes rozhraní SPI, nezkušenosti s programováním tohoto typu snímačů a z toho pramenící investice času do oblasti, která není hlavním cílem bakalářské práce, byl enkodér nahrazen snímačem AS5600 ze stejné rodiny rotačních absolutních enkodérů.

2.5 Magnetický enkodér AS5600

Záměrem použití rotačního enkodéru AS5600 je vyhnout se nutnosti programování čipu enkodéru.[17] Snímač má ve výchozím nastavení napěťový výstup 0–5V s rozlišením 12 bitů. Při použití analogového vstupu ± 10 V modulu X20AI2632 s rozlišením 16 bitů tedy nedochází ke ztrátě nejnižších datových bitů. Maximální odchylka výstupu od ideální lineární charakteristiky snímače je ± 5 spodních bitů. Chyba linearitativity snímače je tedy dána vztahem 2.2.

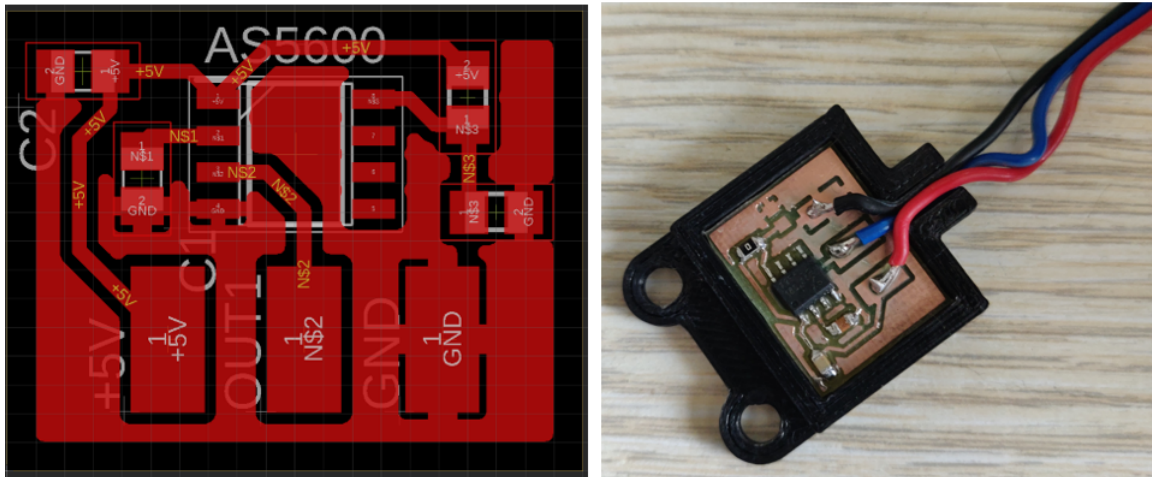
$$\delta_{y_{max}} = \pm \left| \frac{\Delta_{y_{max}}}{y_{max} - y_{min}} \right| \cdot 100 = \pm \left| \frac{2^5}{2^{12}} \right| \cdot 100 = \pm 0,78\% \quad (2.2)$$

Snímač je vybaven čtyřmi Hallovými sondami, umístěnými uvnitř integrovaného obvodu na obvodu kružnice o poloměru 1 mm kolem středu čipu. Snímač je provozován v režimu napájecího napětí 5 V podle schématu v datasheetu.

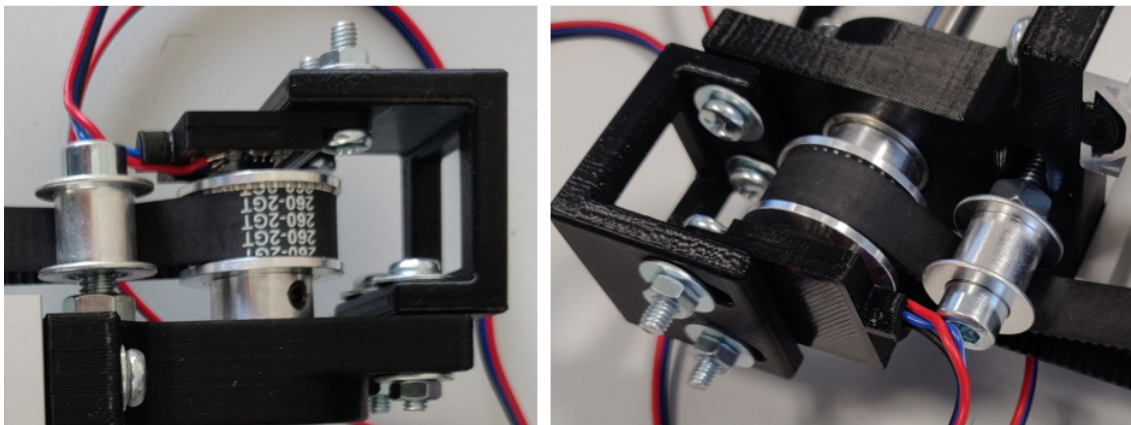
2.5.1 Návrh DPS pro snímač AS5600

Pro realizaci daného zapojení byl navrhnut malý, jednostranný, plošný spoj o rozměrech 2 x 1,6 cm, zobrazený na obrázku 2.7. Vzhledem k tomu, že na jeden model jsou potřeba dva magnetické enkodéry, umístěné zrcadlově na obou stranách modelu, bylo nutné zapojit vstupní pin směru rotace rozdílně. Aby nebylo třeba vyrábět dva odlišné plošné spoje, je vstupní pin směru rotace připojen k napájecímu napětí (pro

inkrementaci ve směru hodinových ručiček) nebo uzemněn (pro inkrementaci proti směru hodinových ručiček) připojením odporu s hodnotou $0\ \Omega$ na určené místo. SMD (Surface Mount Device) součástky mají pouzdra typu 0805. Místo konektoru pro připojení přívodních vodičů byly z důvodu omezeného prostoru nad rovinou snímače vytvořeny vodivé plošky pro připojení vodičů.



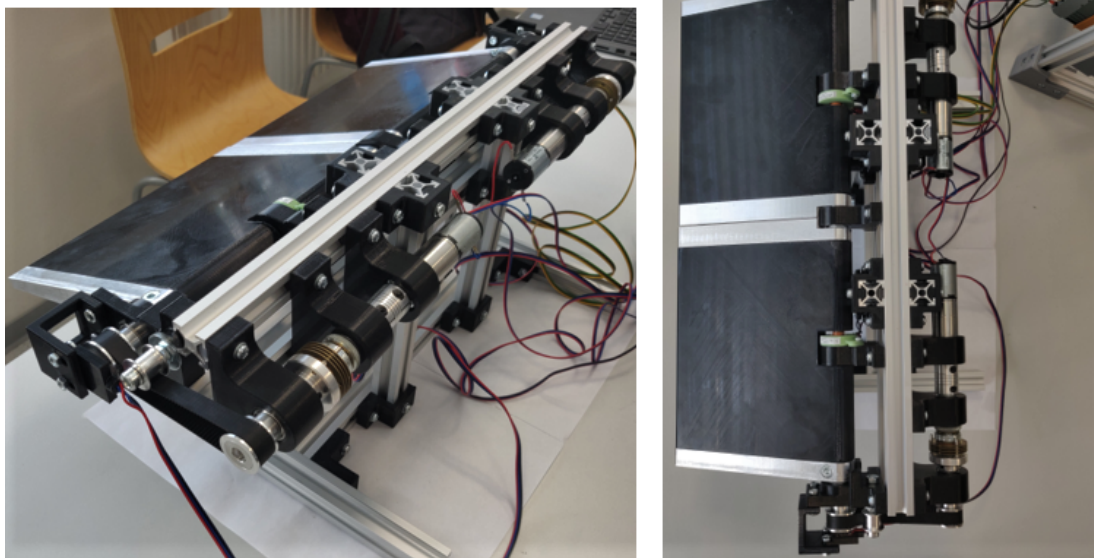
Obr. 2.7: Plošný spoj pro snímač AS5600 a realizované provedení



Obr. 2.8: Uchycení snímače AS5600

2.5.2 Pouzdro DPS a uchycení pro snímač AS5600

Pro plošný spoj bylo v programu SolidWorks vymodelováno jednoduché pouzdro, které chrání plošný spoj před mechanickým poškozením, zejména před odtržením přívodních vodičů. Snímač musí být umístěn v blízkosti hřídele s magnetem, pouzdro



Obr. 2.9: Realizovaný model

tedy nekryje svrchní plochu snímače opět kvůli omezenému prostoru nad snímačem, což brání umístění plošného spoje do odolnějšího pouzdra.

Sestava pro uchycení absolutního enkodéru na obrázku 2.8 se skládá z držáku hřídele křídélka, obsahující drážku pro optimální napětí řemene napínací kladkou, držáku pro uchycení a polohování pouzdra plošného spoje a pouzdra plošného spoje. K řemenici je v ose hřídele upevněn neodymový magnet o průměru asi 4 mm pomocí vložky tak, aby vzduchová mezera mezi magnetem a horní plochou pouzdra snímače AS5600 byla dle doporučení výrobce 0.5 - 3 mm. [17] Optimální šířka vzduchové mezery se může lišit v závislosti na velikosti použitého magnetu.

2.6 Realizace modelu

Realizovaný model je zobrazen na obrázku 2.9. Data ze snímačů jsou zpracovány cyklickým programem v PLC, řídicí algoritmy v něm neběží spojitě, ale jsou spouštěny v diskrétních časových okamžicích, časově posunutých o periodu vzorkování. Ta je dána zvolenou periodou běhu cyklického programu. Program tak v diskrétních okamžicích určuje akční zásah, který je zpracován modulem PLC pro řízení motoru. Modul generuje PWM signál o nastavitelné frekvenci a střídě odpovídající akčnímu zásahu, kterým je stejnosměrný motor řízen.

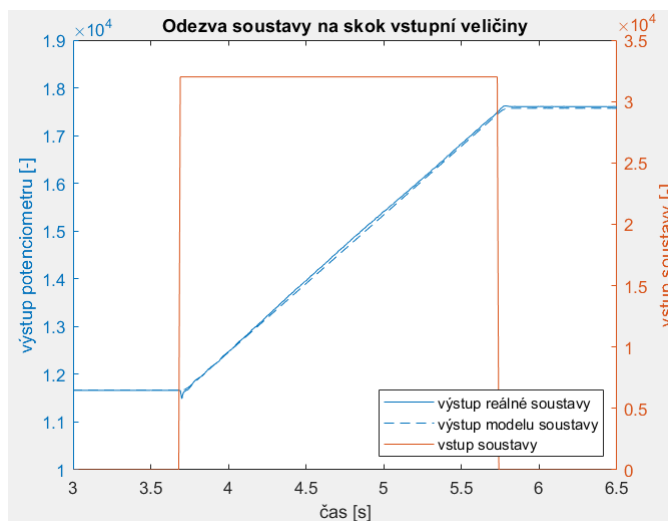
3 Řízení sestaveného modelu

3.1 První test realizovaného modelu

Pro aproximaci operátorového přenosu soustavy v Laplaceově transformaci byly naměřeny přechodové charakteristiky soustavy, tzn. odezva polohy křídélka (výstup soustavy) na skokovou změnu řídicí proměnné typu int16 (vstup soustavy), která určuje střihu PWM signálu ovládající motor [1]. Odezva je zobrazena na obrázku 3.1. Levá vertikální osa je cejchována v rozsahu proměnné PLC typu int16, která ukládá hodnotu výstupu potenciometru z A/D převodníku. Z charakteru soustavy je zřejmé, že se jedná o soustavu s astatismem prvního řádu, časová konstanta motoru byla stanovena na hodnotu 20 ms. Přenos soustavy je tedy při periodě vzorkování $T_{vz} = 10$ ms dán vztahem:

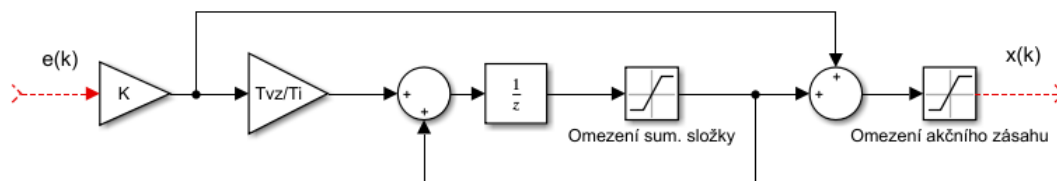
$$F_s(p) = \frac{K_s}{p(pT + 1)} e^{-pT_d} = \frac{0.09}{p(0.02p + 1)} e^{-0.015p} \quad (3.1)$$

kde K_s je zesílení soustavy, T je časová konstanta motoru a T_d časová konstanta dopravního zpoždění. Dopravní zpoždění je způsobeno součtem zpoždění půl peri-

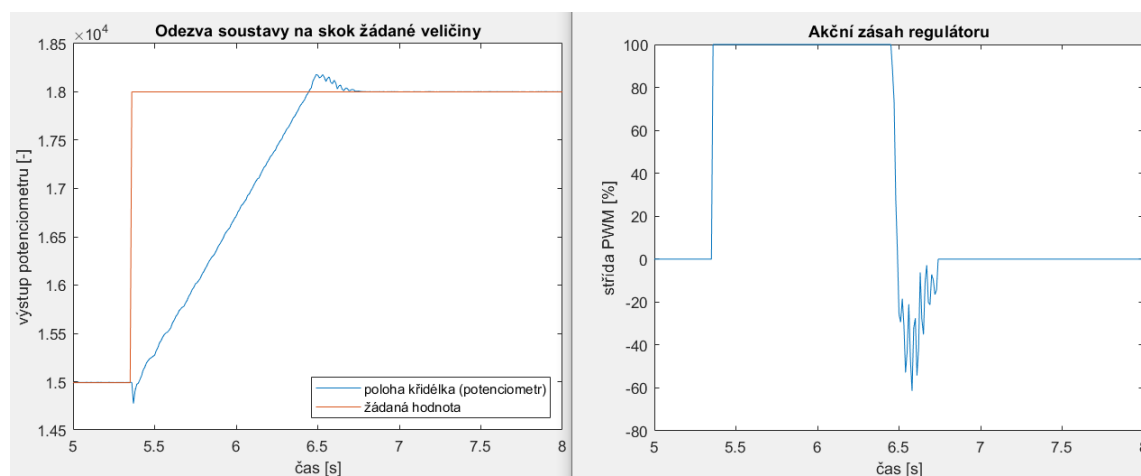


Obr. 3.1: Odezva reálné soustavy a modelu soustavy na skok řídicí veličiny motoru

ody vzorkování vlivem diskretizace a zpoždění o periodou vzorkování při výpočtu akčního zásahu [6]. Tato aproximace byla provedena pro úvodní test regulace dané soustavy a ověření správné funkce všech zásadních součástí modelu. Jako regulační struktura byl zvolen diskretizovaný PI regulátor s omezením akčního zásahu a integrační (sumační) složky [6], implementovaný do cyklického programu PLC v jazyce C.



Obr. 3.2: Blokové schéma diskretizovaného PI regulátoru s omezením sumační složky (K - zesílení regulátoru, T_{vz} - perioda vzorkování, T_i - časová konstanta sumační složky)



Obr. 3.3: Odezva regulované soustavy na skok žádané hodnoty polohy

Pro návrh regulátoru bylo možné díky dopravnímu zpoždění, které umožňuje přivést aproximovanou soustavu na mez stability, použít metodu Zieglera-Nicholse pro určení parametrů regulátoru s následnou úpravou parametrů na základě chování regulované soustavy. Proporcionální zesílení regulátoru K bylo nastaveno na hodnotu 200 a časová konstanta sumační složky $T_i = 0,15s$. Odezva soustavy na změnu žádané polohy křídélka je zobrazena na obrázku 3.3. Žádaná hodnota polohy je reprezentována proměnnou typu int16, vpravo je zobrazen akční zásah regulátoru, cejchován na hodnotu střidy PWM signálu řídící motor. (Záporné hodnoty střidy znamenají opačný směr otáčení motoru.)

Tento úvodní návrh regulátoru polohy sloužil pro ověření prvků regulační smyčky a mechanických komponent modelu. Pro polohování křídélka bude příhodnější nastavit vhodný regulátor tak, aby byla odezva s malým nebo žádným překmitem.

Tab. 3.1: Linearita snímačů

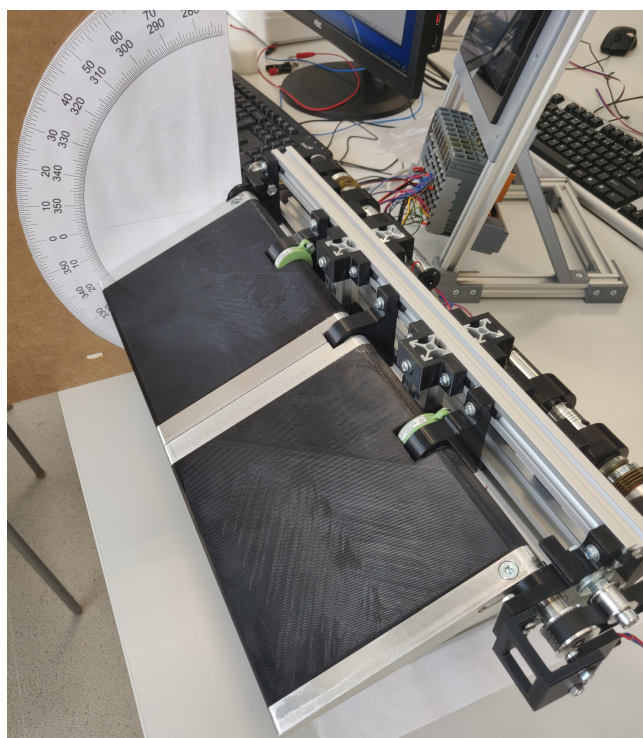
	l. potenciometr	p. potenciometr	l. enkodér	p. enkodér
chyba linearity [%]	0,15	0,20	0,52	0,24

3.2 Měření převodních charakteristik snímačů

Za účelem změření statických převodních charakteristik všech čtyř snímačů byl vyroben velký úhloměr, který je možné přiložit k modelu (obr. 3.4) a vyčítat hodnoty výstupů snímačů za A/D převodníkem pro různé úhly natočení křídélka. Statické převodní charakteristiky byly sestaveny v rozsahu -40 až 40 stupňů s krokem pěti stupňů. Z převodních charakteristik na obrázku 3.5 byla stanovena linearita neboli chyba linearity snímačů dle vztahu: [8]

$$\delta_L = \left(\frac{y - y_L}{y_{max} - y_{min}} \right)_{max} \quad (3.2)$$

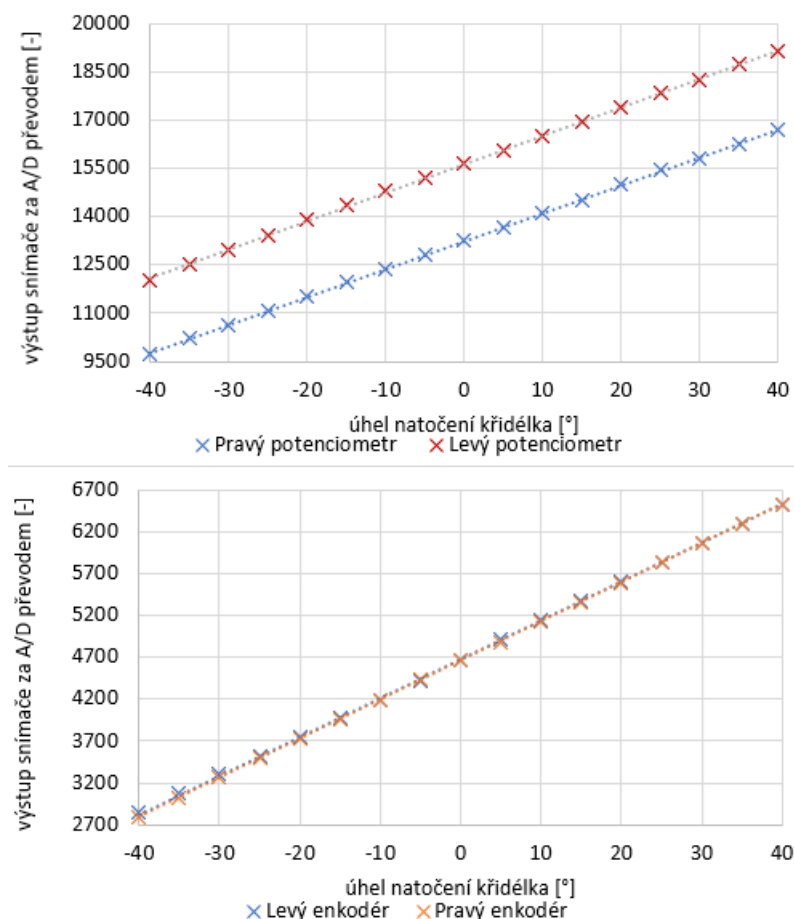
kde y_L je ideální lineární funkce $y = Kx + y_0$, získaná aproximací metodou nejmenších čtverců, a ve jmenovateli jsou meze výstupu na rozsahu měření. Pomocí převod-



Obr. 3.4: Měření převodních charakteristik snímačů

ních charakteristik snímačů jsou přepočítány výstupy snímačů z periferní veličiny

za A/D převodníkem modulu analogových vstupů na stupně. Důležitější než přesně měřit polohu křídélka, tzn. jaká je jeho úhlová výchylka ve skutečnosti, je v tuto chvíli seřadit výstupy snímačů relativně vůči sobě navzájem. Pro tento účel vytvořený úhloměr postačuje.



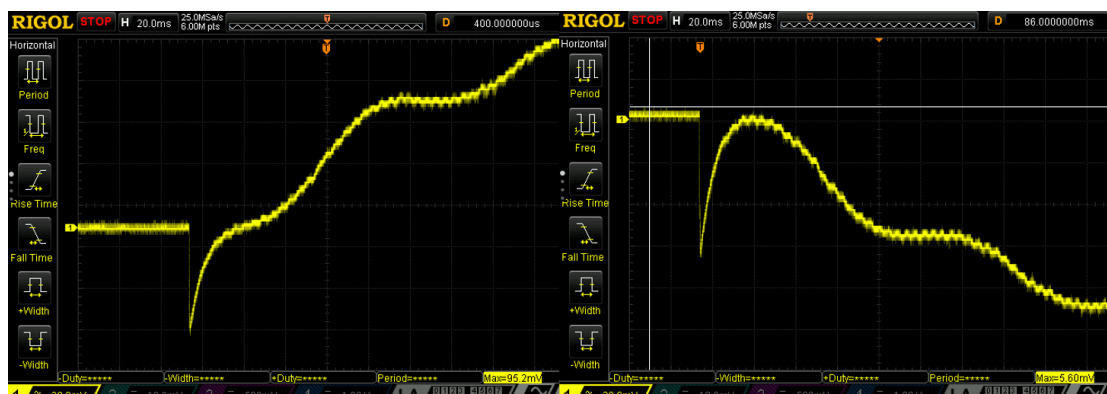
Obr. 3.5: Statické převodní charakteristiky snímačů natočení křídélka

3.3 Návrh algoritmu pro řízení polohy

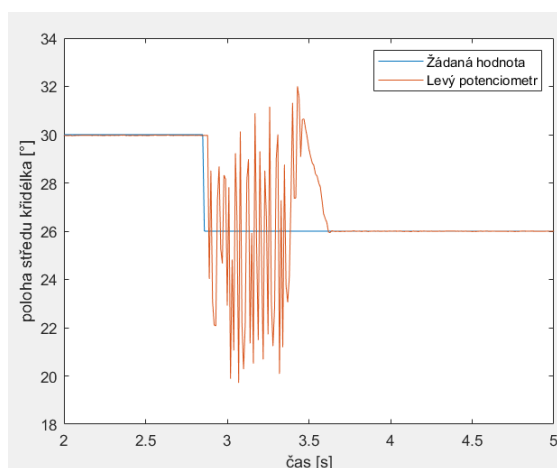
Pro řízení celé plochy křídélka je nutné implementovat regulační smyčku pro obě poloviny křídélka. Při návrhu regulátorů polohy se ukázala nepříjemná vlastnost potenciometrů, měřících polohu křídélka, která je detailně popsána v následující podkapitole. Proto složitější regulační struktury fungují neuspokojivě nebo úplně selhávají.

3.3.1 Vada potenciometrů

Zvolené potenciometry vykazují při rozbíhání křídélka z nulové úhlové rychlosti na maximální rychlost náhlý pokles měřeného napětí, který na tento okamžik neodpovídá aktuální poloze křídélka. Tato vlastnost negativně ovlivňuje řídicí struktury. Na obrázku 3.6 jsou z osciloskopu zaznamenány průběhy výstupního napětí potenciometru při akceleraci křídélka z nulové rychlosti. Důvodem je pravděpodobně odskakování jezdce od odporové vrstvy v potenciometru vlivem akcelerace křídélka.



Obr. 3.6: Měřené napětí na výstupu potenciometru při maximální akceleraci křídélka směrem nahoru a dolů

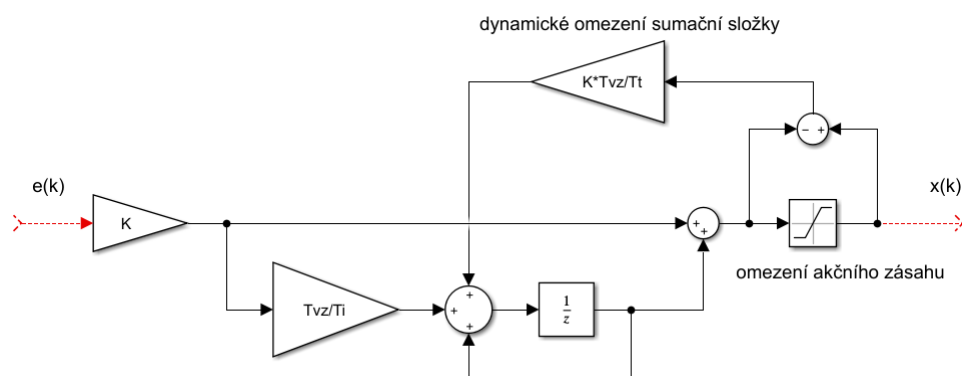


Obr. 3.7: Občasné vibrace křídélka při změně žádané polohy křídélka způsobené vadou potenciometru

Pravděpodobně se v sérii se vstupním odporem modulu vstupů PLC, který zatěžuje napěťový dělič potenciometru, projevuje přechodný odpor, způsobující sní-

žení měřeného napětí. Toto napětí neočekávaně na krátký okamžik klesá. Vzhledem k tomu, že stejné chování vykazují oba potenciometry, se nejedná o vadu kusu, ale nekvalitní provedení odpovídající ceně potenciometru. Příklad důsledků anomálie potenciometrů ilustruje obr.3.7. Při použití PI regulátoru a malé změny žádané hodnoty dochází k prudkému kmitání před ustálením na nové žádané hodnotě. Zobrazený přechodný děj není způsoben nestabilitou regulačního obvodu, ale právě potenciometrem. Částečným řešením by bylo umístění kondenzátoru vhodné kapacity paralelně ke vstupnímu odporu modulu, který by napěťové špičky odfiltroval, nebo číslicová filtrace signálu z potenciometru. Zároveň by však docházelo k posunu fáze signálu, což negativně ovlivňuje dynamiku řízení. Vhodnějším řešením je nahradit potenciometry snímači založenými na magnetickém principu, které navíc nepodléhají mechanickému opotřebení.

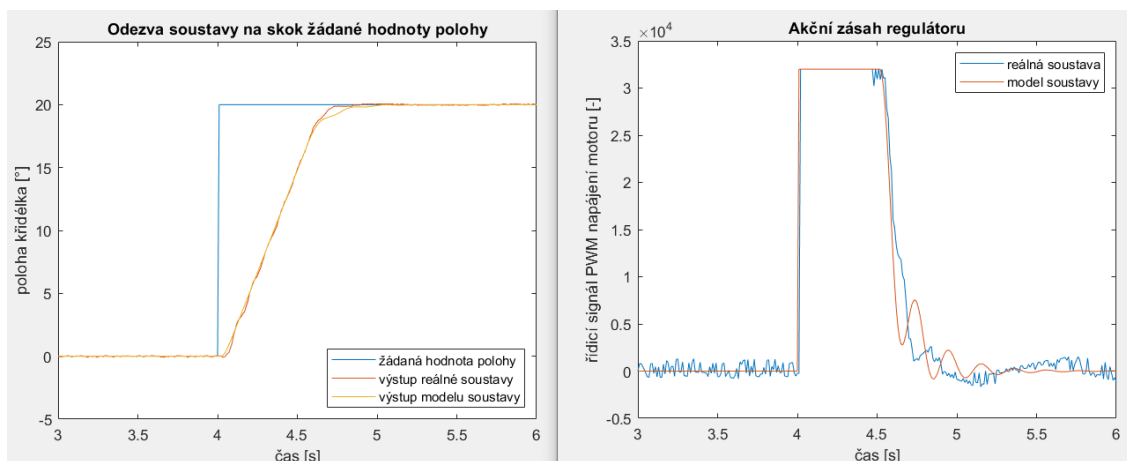
3.3.2 Regulátory polohy



Obr. 3.8: Blokové schéma diskretizovaného PI regulátoru s dynamickým omezením sumační složky (K - zesílení, T_{vz} - perioda vzorkování, T_i - konstanta sumační složky, T_t - konstanta dyn. omezení sum. složky)

Z důvodu výše uvedeného problému potenciometrů bude demonstrována implementace regulátorů polohy obou polovin křídélka za využití instalovaných enkodérů jako primárních snímačů polohy křídélka.

Pro řízení polohy křídélka byl navržen PI regulátor s dynamickým omezením sumační složky, struktura regulátoru je na obrázku 3.8.[7] Parametry regulátoru v tab. 3.2 vychází z metody Zieglera-Nicholse pro návrh základních regulátorů. Dynamické omezení sumační složky pomáhá odstranit nežádoucí překmit, proporcionální zesílení zůstalo zachováno, sumační konstanta byla zvětšena pro splnění požadavku na minimální nebo žádný překmit. Konstanta omezení sum. složky T_t byla



Obr. 3.9: Odezva regulované soustavy na skok žadané hodnoty polohy za použití PI regulátoru s dynamickým omezením sumační složky

Tab. 3.2: Parametry PI regulátoru s dyn. omezením sumační složky

parametr	K	Tvz	Ti	Tt
hodnota	369	0,01	0,15	4

nastavena experimentálně. Regulátor byl implementován do programu PLC v jazyce C.

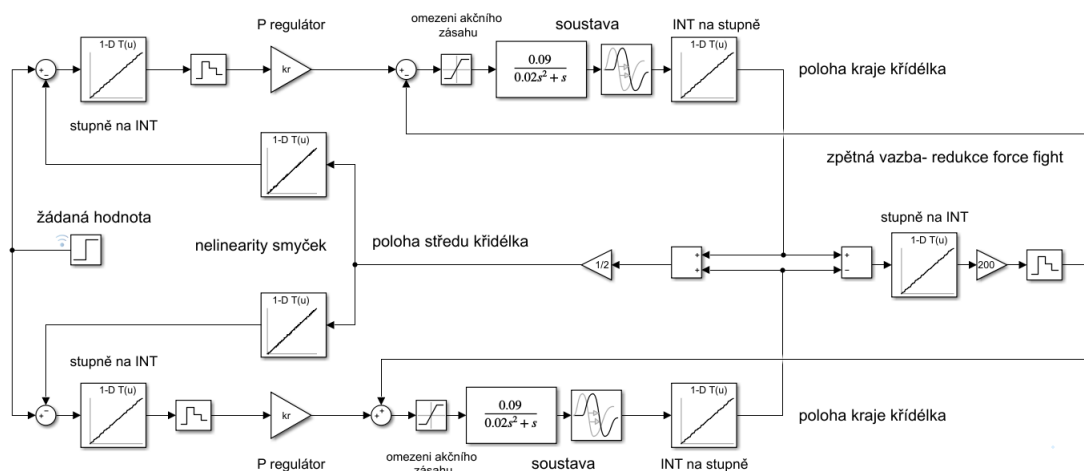
3.4 Implementace algoritmů redukcí force fight

Pro sestavený model, který představuje zjednodušenou verzi skutečného zařízení, se z literární rešerše nejvíce hodí dvě struktury pro omezení force fight.

3.4.1 První metoda

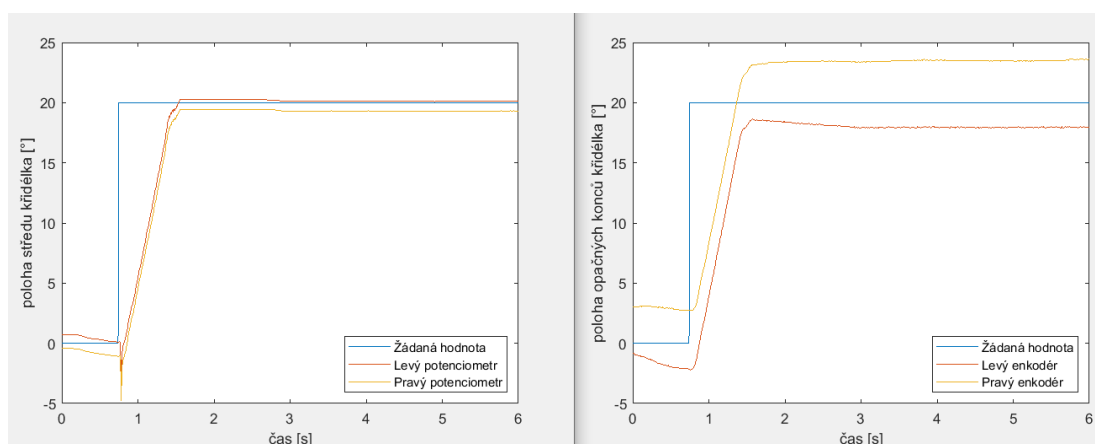
První metoda vychází ze schématu 1.4, odkud byl převzat základní koncept zavedení zpětných vazeb, reprezentujících stav aktuátoru. Pro konkrétní model jsou k dispozici signály polohy z enkodérů, které snímají polohu křídélka na jeho opačných koncích. Rozdíl těchto signálů je zesílen a přičten nebo odečten od akčního zásahu jednoho, či druhého regulátoru. Účinnost omezení force fight dvou aktuátorů byla ověřena simulací v softwaru Simulink. Simulační schéma na obr. 3.10 reprezentuje celý aktuátorový systém, k regulaci polohy je použit proporcionální regulátor v obou smyčkách a *Lookup Table* simuluje nelinearitu, která způsobuje nesymetrie, jejíž výsledkem je namáhání plochy křídélka. Poloha, kterou snímají potenciometry

uprostřed plochy křídélka, je simulována jako průměr poloh opačných konců křídélka. Tato struktura byla implementována do PLC a odzkoušena na sestaveném modelu.

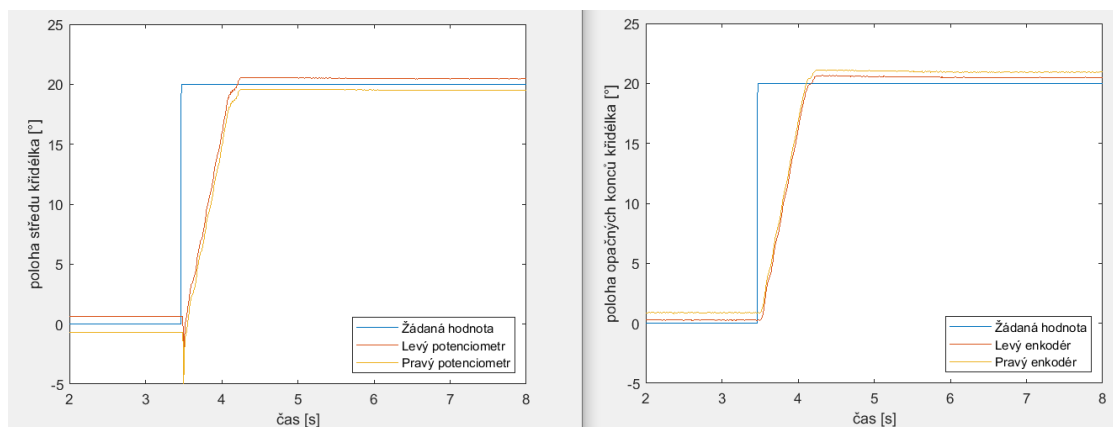


Obr. 3.10: Simulační schéma regulace polohy P regulátorem a redukcí force fight první metodou

Po spojení obou polovin křídélka byla záměrně převodní charakteristika jednoho potenciometru posunuta přičtením offsetu, aby se v řídicím systému aktuátorů vytvořily nesymetrie, zmíněné v teoretické části práce. Tyto nesymetrie dle očekávání způsobily při polohování křídélka protichůdné síly a namáhání křídélka. Aktuátory proti sobě „bojují“ a dochází k torzi plochy křídélka. K zvětšování krutu plochy dochází až do doby, kdy začnou kluzné spojky prokluzovat, pak torze dále neroste.

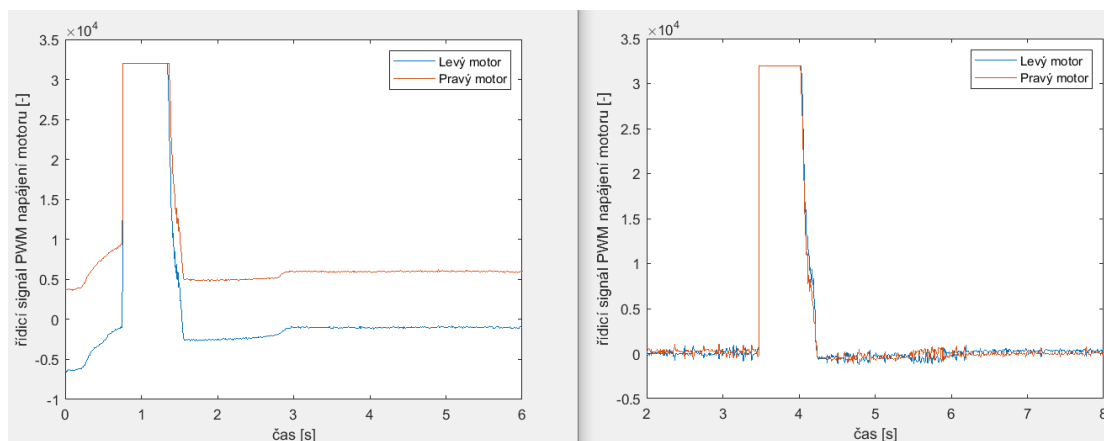


Obr. 3.11: Odezva polohy na skokovou změnu žádané hodnoty bez redukce force fight



Obr. 3.12: Odezva polohy na skokovou změnu žádané hodnoty s redukcí force fight (první metoda)

Na obrázku 3.11 je zobrazena odezva polohy křídélka na skokovou změnu žádané hodnoty. V levé části jsou zaznamenány průběhy polohy z potenciometrů, které snímají polohu uprostřed plochy. Zde se zdá být vše v pořádku, ovšem v pravé části jsou průběhy polohy z enkodérů umístěných na opačných koncích plochy křídélka. Je patrné výrazné torzní namáhání, rozdíl poloh opačných konců křídélka je téměř šest stupňů. Míra torze závisí na tuhosti plochy křídélka, nastaveném momentu, při kterém začnou kluzné spojky prokluzovat, a momentu motorů.

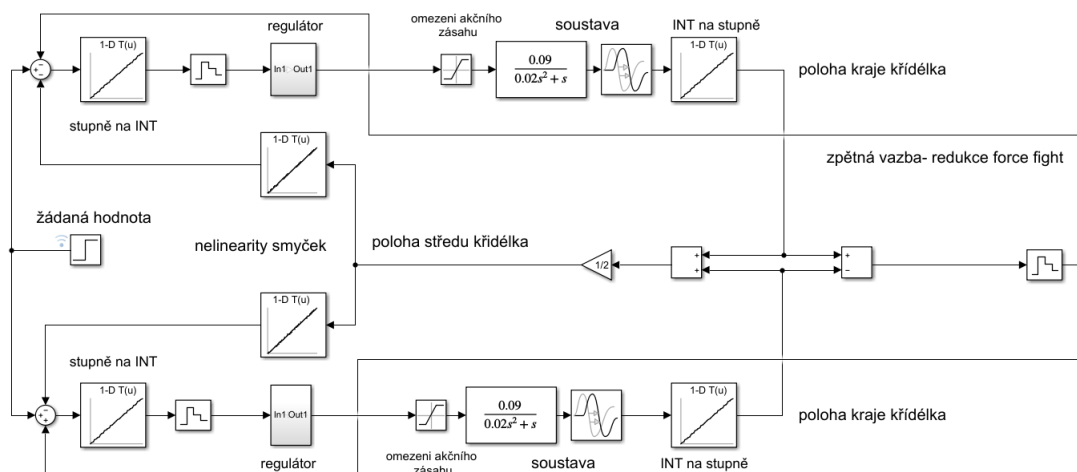


Obr. 3.13: Odezva řídicího signálu střídavy PWM napájení aktuátorů bez redukce force fight (vlevo), s redukcí force fight (vpravo)

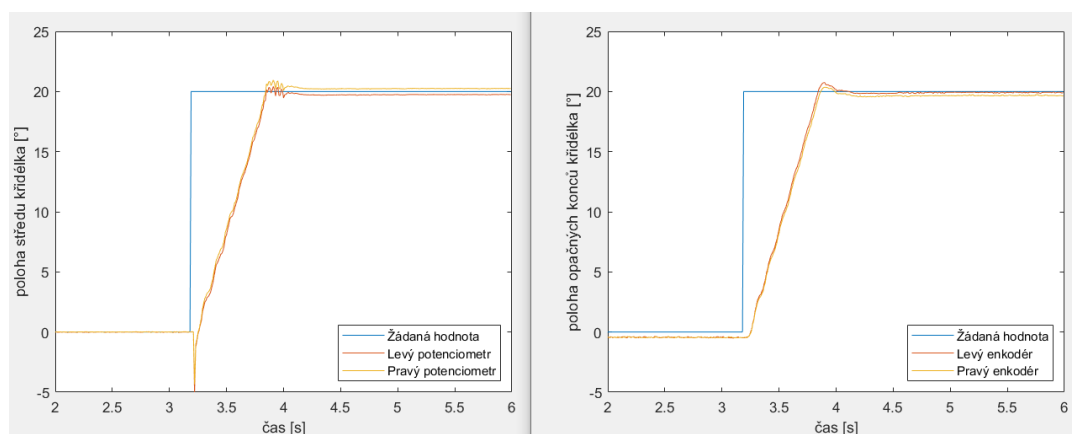
Zavedením zpětných vazeb z enkodérů bylo možné potlačit namáhání křídélka a plocha není vystavena torzi. Zejména pravá část obrázku 3.12 demonstruje účinnost potlačení namáhání plochy, pokud ji porovnáme s pravou polovinou obrázku 3.11. Rozdíl poloh opačných konců křídélka je asi půl stupně a plocha křídélka je tak

polohována rovnoměrně oběma aktuátory i přes nesymetrii v aktuátorovém systému. Z průběhu řídicího signálu, který nastavuje střídu PWM napájení motorů je v pravé části obrázku 3.13 patrné, že aktuátory pracují v harmonii a nepřetlačují se. V levé části obrázku je vidět, že i po nastavení křídélka na žádanou hodnotu jsou aktuátory nadále aktivní, způsobují torzi a následně hřídel motorů prokluzuje v kluzné spojení.

3.4.2 Druhá metoda

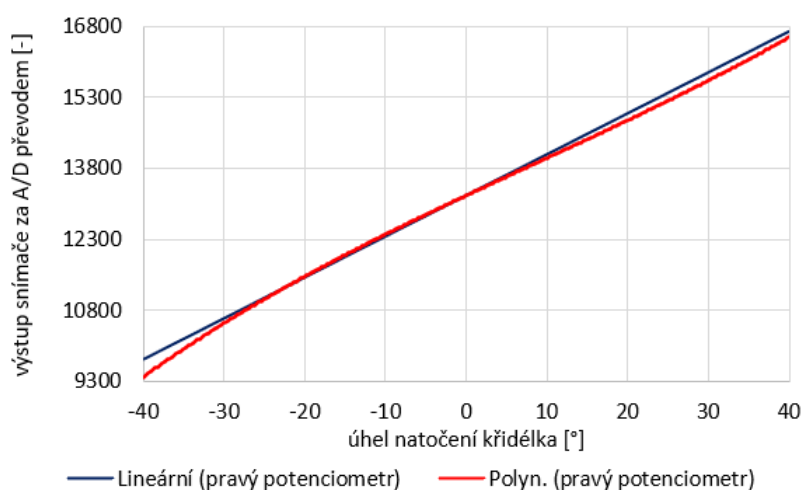


Obr. 3.14: Simulační schéma regulace polohy zvoleným regulátorem a redukcí force fight druhou metodou



Obr. 3.15: Odezva polohy na skokovou změnu žádané hodnoty s redukcí force fight (druhá metoda)

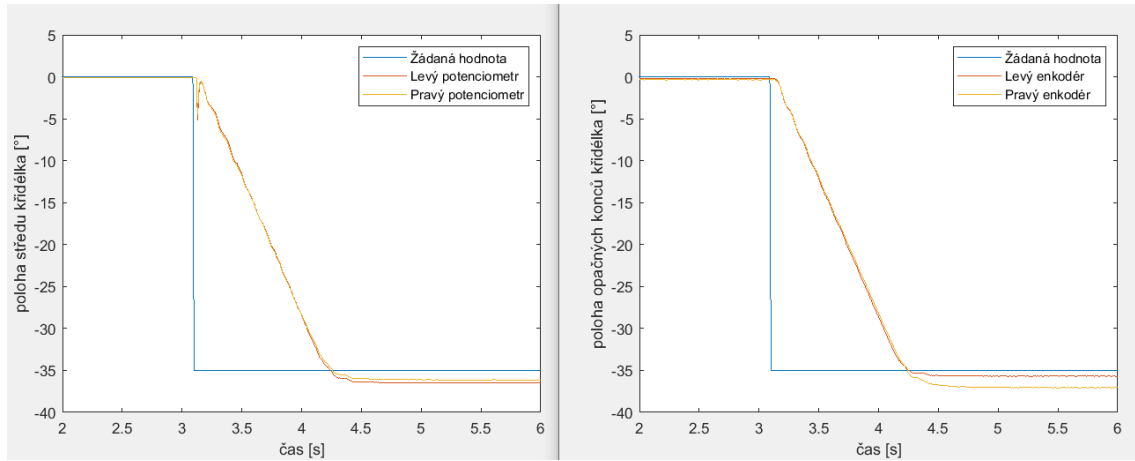
Druhá metoda omezení force fight na sestaveném elektromechanickém modelu vychází ze schématu 1.5, kde jsou zpětné vazby stavu aktuátorů (stav aktuátoru měřen senzory několika fyzikálních veličin) zavedeny do regulačních odchylek kaskádní regulace. Pro realizovaný model to znamená, že je rozdíl poloh opačných konců křídélka, měřený enkodéry, přičten k regulační odchylce polohy v regulační smyčce jednoho aktuátoru a odečten ve smyčce druhého. Pro otestování druhé metody byly použity PI regulátory polohy, protože při použití P regulátorů by se první a druhá metoda redukce force fight téměř shodovala. Použité PI regulátory se z důvodu vady potenciometru, detailně popsané v kapitole 3.3.1, nechovají spolehlivě, záměrem jejich použití je pouze ověření druhé metody redukce force fight na realizovaném modelu. Druhá metoda omezení force fight přináší obdobné výsledky jako první metoda, odezvy křídélka na skok žádané hodnoty polohy jsou na obrázku 3.15.



Obr. 3.16: Nelineární převodní charakteristika potenciometru

Následně byla místo pouhého offsetu výstupu snímače uměle vytvořena výrazně nelineární převodní charakteristika pravého potenciometru, která vytváří nesymetrii systému a způsobuje force fight. Touto nelinearitou byla zvýšena chyba linearit pravého potenciometru na rozsahu ± 40 stupňů z 0,2% na 2,3%.

I při tak výrazné nelinearitě dochází k omezení namáhání plochy křídélka, jak je patrné z průběhů 3.17. Rozdíl poloh opačných konců křídélka je udržován na hodnotě kolem 1,2 stupně, rozumným zvětším zesílení ve zpětné vazbě by bylo možné dosáhnout ještě menšího rozdílu poloh konců křídélka.



Obr. 3.17: Odezva polohy na skokovou změnu žádané hodnoty s redukcí force fight (první metoda, nelinearita snímače)

Závěr

V úvodu teoretické části se práce zabývá skutečnými aktuátorovými systémy řídicích ploch letounu a možnostmi omezení force fight v systémech s active-active konfigurací aktuátorů. V následujících kapitolách jsou rozebrány témata týkající se sestavení a zprovoznění zjednodušeného elektromechanického modelu křídélka s aktuátorovým systémem. Tyto kapitoly se zabývají základními principy pro identifikaci, obecně jakékoliv soustavy nebo procesu, dále jsou naznačeny vlastnosti v dnešní době převládajícího číslicového řízení a diskretizace jednoduchého PID regulátoru. Následně jsou uvedeny možnosti měření úhlového natočení křídélka pomocí absolutních i inkrementálních snímačů, které jsou důležitou komponentou regulační smyčky polohy křídélka. Poslední kapitola se věnuje systému X20, na kterém byly řídicí algoritmy implementovány.

V praktické části byla vytvořena vizualizace celého modelu, podle kterého byl model sestaven. Místo původně dodaných enkodérů byl navržen vlastní enkodér včetně uchycení k modelu. Navržený enkodér při testování splnil všechny požadavky a navíc je cenově daleko dostupnější, než dodaný enkodér, který nebylo možné použít z důvodů v práci rozebraných. Dále bylo implementováno prvotní řízení polohy křídélka pro ověření všech částí modelu. Bohužel se ukázala nedokonalost potenciometrů, která výrazně nepříznivě ovlivnila návrh řídicích algoritmů. S přihlédnutím k řešení v reálných aktuátorových systémech byly navrženy dvě metody pro omezení force fight, uplatnitelné na sestavený model křídélka. Tyto metody čerpají z literární rešerše a jsou modifikací uvedených reálných metod, které nebylo možné realizovat na zjednodušeném modelu. Navržené metody se podařilo implementovat a ověřit na modelu křídélka, které je tak možné polohovat bez excesivního namáhání plochy křídélka.

Sestavený model není po mechanické stránce dokonalý, zejména pružná spojka je výrazně namáhána a kluzná spojka způsobuje nelinearitu typu vůle v převodech. Pokud by planetová převodovka stejnosměrného motoru měla menší převodový poměr a poměr řemenového převodu byl určen tak, aby se křídélko stále pohybovalo určenou rychlostí, byla by pružná i kluzná spojka méně zatěžována a převodovka motoru by byla levnější. Použitá pružná spojka bude pravděpodobně nahrazena spojkou s vlnovcem, která vyniká vysokou torzní tuhostí a přitom stále kompenzuje nesouosost hřídelí. Velké problémy způsobuje nedokonalost potenciometrů, popsána výše. Vzhledem k vysoké ceně kvalitnějších rotačních potenciometrů pro snímání polohy by bylo proto vhodnější využít snímače polohy na magnetickém principu, které by navíc měly delší životnost, než levné potenciometry použité na modelu. Pro enkodéry by bylo účelné navrhnout odolnější pouzdro a uchycení ke konstrukci modelu, při neopatrné manipulaci může dojít k posunutí, či poškození enkodéru.

Podstava modelu se může při prudkých pohybech mírně viklat, to je dáno spojováním hliníkových profilů tištěnými plastovými díly.

Ve výsledku sestavený model splnil očekávání, jeho realizace ukázala úskalí mechanické stránky modelu a možnosti zlepšení vlastností modelu. Co se týče řízení, byly demonstrovány metody na redukci namáhání plochy křídélka té sofistikovanosti, jakou zjednodušený model křídélka dovoluje.

Literatura

- [1] KUBÍK, Stanislav, Zdeněk KOTEK a Miroslav ŠALAMON. *Teorie regulace - II. Nelineární regulace: vysokoškolská učebnice pro elektrotechnické fakulty vysokých škol technických*. Praha: Nakladatelství technické literatury, 1969.
- [2] KUBÍK, Stanislav, Zdeněk KOTEK a Miroslav ŠALAMON. *Teorie regulace - I. Lineární regulace: vysokoškolská učebnice pro elektrotechnické fakulty vysokých škol technických*. Praha: Nakladatelství technické literatury, 1968.
- [3] HANUŠ, Bořivoj, Miroslav OLEHLA a Osvald MODRLÁK. *Číslicová regulace technologických procesů: algoritmy, matematicko-fyzikální analýza, identifikace, adaptace*. Brno: VUTUM, 2000. ISBN 80-214-1460-X.
- [4] BLAHA, Petr a Petr VAVŘÍN. *Řízení a regulace I: Základy regulace lineárních systémů - spojitých a diskrétních*. Vysoké učení technické v Brně.
- [5] ÅSTRÖM, Karl J. a Björn WITTENMARK. *Computer-controlled systems: theory and design. 3rd ed.* Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, c1997. ISBN 0133148998.
- [6] PIVOŇKA, Petr. *Číslicová řídicí technika*. Vysoké učení technické v Brně, 2012.
- [7] VELEBA, Václav. *Číslicová řídicí technika: Počítačové cvičení*. Vysoké učení technické v Brně, 2005.
- [8] RIPKA, Pavel. *Senzory a převodníky*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005. ISBN 80-01-03123-3.
- [9] KOWALSKI, Robert. *Force Fight in Parallel-Redundant Electro-Mechanical Actuation Systems*. Germany, 2017.
- [10] ARRIOLA, David a Frank THIELECKE. *Design of fault-tolerant control functions for a primary flight control system with electromechanical actuators*. 2015 IEEE AUTOTESTCON [online]. IEEE, 2015,[cit. 2020-04-26].
- [11] COCHOY, Olaf, Susan HANKE a Udo B. CARL. *Concepts for position and load control for hybrid actuation in primary flight controls*. Aerospace Science and Technology [online]. Elsevier SAS, 2007,[cit. 2020-04-23].
- [12] SORONDA, Vojislav. *Flight control surface actuation force fight mitigation system and method*. U.S Patent No. 8,583,293. 12 Nov. 2013.

- [13] WROBLE, Daniel. *Force Fight Study in a Dual Electromechanical Actuator Configuration*. Electronic Thesis or Dissertation. University of Dayton, 2017. Dostupné z URL: https://etd.ohiolink.edu/pg_10?::NO:10:P10_ETD_SUBID:158193.
- [14] KIRCHNER, Tomáš. *Výroba a implementace enkodérové jednotky* Brno, 2018. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství.
- [15] *X20 System User's Manual* [online]. B&R Industrial Automation GmbH, 2018 [cit. 2019-11-03]. Dostupné z URL: <https://www.br-automation.com/en/downloads/control-and-io-systems/x20-system/x20-system-users-manual/>
- [16] *AS5047 High-resolution position Sensor* [online]. ams AG, Premstaetten, 2016 [cit. 2019-12-06]. Dostupné z URL: <https://ams.com/as5047p>
- [17] *AS5600 Position Sensor* [online]. ams AG, Premstaetten, 2018 [cit. 2019-12-17]. Dostupné z URL: <https://ams.com/as5600>
- [18] *Conductive plastic hollow shaft potentiometer NP32HS-292* [online]. Uni-Automation (I) Pvt Ltd [cit. 2019-10-23]. Dostupné z URL: <http://uniautomation.com/html/kcfinder/upload/files/pdf/np32hs.pdf>
- [19] *Implementation of SSI master interface: Application note* [online]. POSITAL GmbH, 2013 [cit. 2019-11-17]. Dostupné z URL: https://www.posital.com/media/posital_media/documents/AbsoluteEncoders_Context_Technology_SSI_AppNote.pdf.
- [20] BÍLEK, Karel. *Systém X20 – v inovacích je konjunktura stále*, časopis Automa [online]. 02/2005 [cit.2019-11-11]. Dostupné z URL: https://automa.cz/cz/casopis-clanky/system-x20-v_inovacich_je_konjunktura_stale-2005_02_30320_2176/.

Seznam příloh

A	Měření převodních charakteristik snímačů	51
B	Obsah přiloženého souboru	52

A Měření převodních charakteristik snímačů

Tab. A.1: Měření převodních charakteristik snímačů

Poloha křídélka [°]	Potenciometr R [-]	Enkodér R [-]	Potenciometr L [-]	Enkodér L [-]
-40	9712	2694	12002	2789
-35	10211	2948	12507	3037
-30	10630	3174	12960	3261
-25	11065	3408	13433	3499
-20	11538	3654	13913	3736
-15	11967	3875	14347	3953
-10	12387	4106	14790	4185
-5	12816	4340	15232	4415
0	13250	4567	15658	4649
5	13666	4790	16065	4867
10	14108	5030	16520	5114
15	14534	5264	16967	5340
20	14988	5497	17400	5575
25	15451	5743	17871	5821
30	15825	5952	18268	6034
35	16270	6190	18734	6271
40	16700	6412	19157	6496

B Obsah přiloženého souboru

V přiloženém souboru se nachází projekt v softwaru Automation Studio, který obsahuje program a hardwarovou konfiguraci PLC. Dále obsahuje návrh DPS pro enkodér v softwaru Eeagle, vizualizaci celého modelu křídélka v softwaru SolidWorks a simulační schéma pro testování metod omezení force fight v softwaru Simulink ve verzi Matlab 2019b.

```
/ ..... kořenový adresář přiloženého CD
|_ aileron_AutomationStudio ..... projekt v AutomationStudio s programem
|_ enkoder_DPS ..... návrh DPS enkodéru v EAGLE
|_ sestava_final.SLDASM ..... vizualizace modelu v SolidWorks
|_ force_fight_Simulink ..... simulační schéma omezení force fight
```